SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE GRUPPO III

l'antenna

ANNO XIX

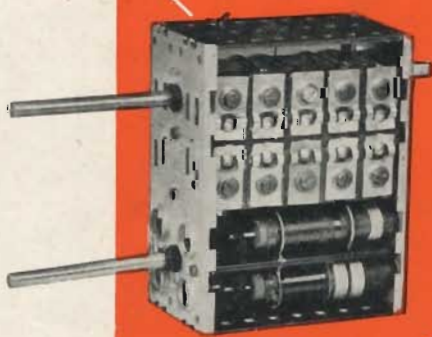
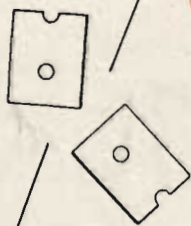
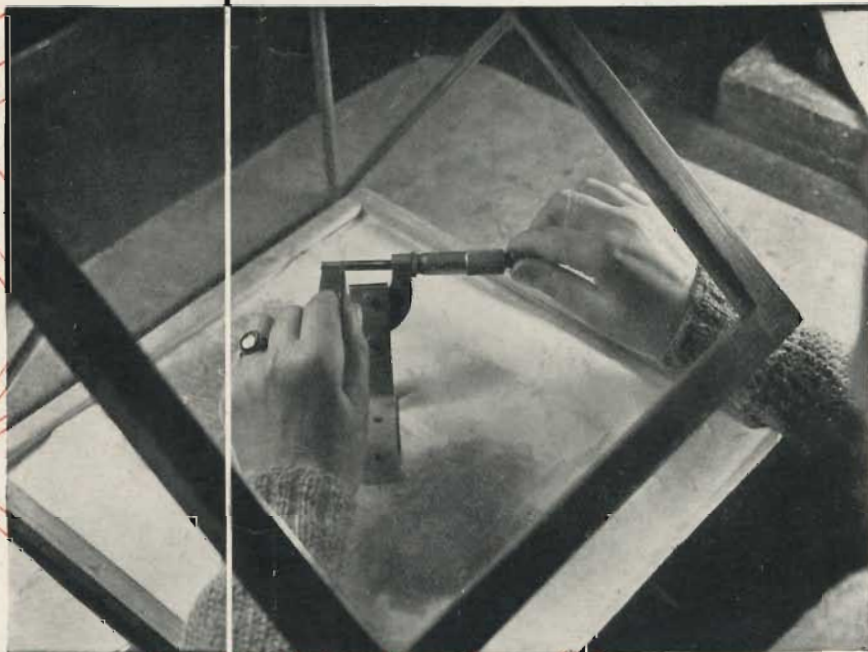
PREZZO L. 150

NOV. 1947

21-22

1942 1943 1944 1945 1941 1946 1947

O. PELLEGRI

il P1 *in costruzione*

5. Per la stabilità e l'efficienza le sottili lamelle di mica devono essere accuratamente calibrate e pulite, e deve essere eliminato ogni più sottile velo di grasso o di umidità.

Esperte mani femminili scelgono le laminette di mica, le esaminano per rilevarne le imperfezioni, le calibrano, le lavano e asciugano.

Dopo queste operazioni le miche non verranno più toccate per evitare ogni contaminazione.

Queste semplici precauzioni, rigorosamente seguite, garantiscono il risultato finale, consentendo una efficiente produzione di serie.

In questo, come in tutti gli altri particolari costruttivi, la Nova dimostra la sua maturità industriale.

NOVA

Radio apparecchiature precise

MILANO

P.LE LUIGI CADORNA, 11 - Tel. 12.284

Rappresentanti in tutta Italia

"l'antenna" Rivista mensile di Radiotecnica

ABBONAMENTI PER IL 1948

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
VIA SENATO 24 - MILANO - TELEFONO 72.908
CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/24227
CCI 225438 · UFF. PUBBLIC. - VIA SENATO 24

L'abbonamento per l'anno 1948, il ventesimo di vita della Rivista, è stato fissato in

Lire 1.500 più 45 (i.g.e.)
per l'Italia e in Dollari 6 per l'Estero

Si rammenta che, per i nuovi abbonati, l'abbonamento ha inizio esclusivamente con il 1 gennaio 1948. Se effettuato dopo tale data dà diritto a ricevere i fascicoli arretrati, a partire da quello di gennaio, semprechè gli stessi non siano nel frattempo esauriti.

Per la rimessa inviare vaglia oppure valersi del conto corrente postale 3 24227 intestato alla
Soc. Editrice IL ROSTRO - Milano - Via Senato 24

Fra i vantaggi dell'abbonato, tener presente: lo sconto del 10 per cento su tutte le Edizioni tecniche della Editrice "IL ROSTRO,, condizioni speciali per l'assistenza tecnica, il risparmio sul prezzo di copertina.

l'antenna

NOVEMBRE 1947 — ANNO XIX - N. 21-22

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

XIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

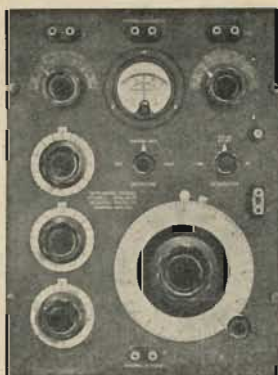
UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 75. QUESTO FASCICOLO COSTA LIRE 150

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 1500 + 45 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

B.C.M

BISERNI - CIPOLLINI - MILANO

DI CIPOLLINI GIUSEPPE

Tutto per la Radio

MILANO - CORSO DI PORTA ROMANA N. 96 - TELEFONO N 578.438 - MILANO

LISTINO PROVVISORIO DEI PREZZI a valere per il mese di Gennaio 1948

Telaio in « Dural »
tipo BCM con fori per valvole octal 350
detto con fori per valvole europee 380

Altoparlante
tipo 6W 2 500
Trasf. uscita per valvola 6V6 . . 500

Trasformatore alimentazione
BCM 75 mA 2.500

Gruppi alta frequenza
BCM a 4 gamme d'onda . . . 1.800
» » 2 » » 950

Medie frequenze
BCM coppia 091-093 850

Scala parlante
BCM 300 x 150 con cristallo . . 950
» » senza cristallo . . 750
» 300 x 240 con cristallo . 1.400
» » senza cristallo . 1 050
» cristallo 300 x -50 230

Condensatori elettrolitici
Geloso 8 mF. 500 V. 350
» 10 » 30 V. 100
» 25 » 30 V. 155

Condensatori a mica
BCM 50 pF. 20
» 100 » 21
» 250 » 28
» 350 » 28
» 500 » 34

Condensatori a carta
Siemens da 1.000 a 10.000 pF. . 50
» » 25.000 pF. 75
» » 30.000 » 76
» » 50.000 » 80
» » 100.000 » 100
» » 250.000 » 170

Condensatori variabili
BCM a 2 e 4 gamme 950

Potenziometri
con interruttore 400
senza interruttore 300

Resistenze chimiche
Geloso 1/4 di Watt 40
» 1/2 » » 40
» 1 » » 50
» 2 » » . . . . .

Microfoni
Geloso capsula piezo 1.000
Testina con capsula e 7 mt. cordone c/ raccordi 2.000
Asta da terra cromata . . . 3.000

Zoccoli per valvole octal
In bachelite stampata 20
Orientabili in ceramica 38
» » bachelite 28

Zoccoli per valvole europee
a bicchiere in bachelite stampata 38

Spinotti micron per altop.
maschio e femmina a 4 40
» » » » 6 45

Spine
spina luce 27
» a banana 11

Cambio tensioni
a scatola senza targhetta . . . 35
» » con » . . . 45

Presa fono 20

Antenna terra 20

Fascette per elettrolitici
verticale 14
orizzontale (interna) 5

Schermi a bottiglia per valvole . . 83

Terminali
paglietta 0,60
a stella 4
a 2 fori 3
» 3 » 4

Clips per valvole
ad anello per valvole octal . . . 2
a cappuccio per valvole octal . .
» » » » europee . 3,50

Lampadine tubolari 6,3 V-0,2 A . . 38

Portalampade micro 30

Bottoni in bachelite 29

Boccola di riduzione 7

Boccola e perno prolung. 27

Squadrette per variabili 10

Raccordi per microfono 115

Raccordi per telai amplif. 100

Gommini grandi 12

Gommini piccoli 8

Funicella per scale 25

Filo connessioni 25

Mobili
Midget normale 4.400
» lusso 4.700
Fonotavolino . . . .
Radiofonobar tipo 2 . . . . . 30.000
» » 3 . . . . . 34 000

Complesso fono
con piatto 14.000

Scatole di montaggio
per ricevitore a 5 valvole senza mobile e senza valvole a 4 g. 16.000
idem a 2 g. 15.000

Le quantità e i prezzi non sono impegnativi, con riserva di eventuali modifiche anche nel corso della fornitura previo nostro avviso. Pagamento anticipato. Per i pagamenti servitevi del nostro Conto Corrente Postale 3/32106

Filo autosaldante a flusso rapido

in lega di stagno

specialmente adatto per Industrie Radioelettriche, Strumenti elettrici di misura, Elettromeccaniche, Lampade elettriche, Valvole termoioniche, Confezioni per Radiorivenditori, Radioriparatori, Elettricisti d'auto, Meccanici.

Fabbricante "ENERGO" Via Padre Martini 10, Milano telefono N. 287.166 - Concessionaria per la Rivendita: Ditta G. Geloso, Viale Brenta 29, Milano, telefono 54.183.

sulle onde della radio

Per la prima volta dal 1939 e per la XV dalla sua istituzione, si è tenuta a Londra, nelle vaste sale dell'Olympia, dall'1 all'11 ottobre u.s., la National Radio Exhibition universalmente nota come Radiolympia. Circa duecento espositori, il doppio di quelli presenti all'ultima Radiolympia, distribuiti su circa 8000 metriquadri, circa 450.000 visitatori nei 10 giorni di apertura, sono dei primati difficilmente superabili.

Senza dubbio, a detta degli stessi resoconti ufficiali molti sono stati i curiosi spinti dal desiderio di vedere ciò che di nuovo è stato prodotto in questi ultimi otto anni. La decisione inoltre del Comitato Organizzatore di allargare la Mostra includendo le apparecchiature per telecomunicazioni, i dispositivi di ausilio alla navigazione sia aerea che marittima, le applicazioni elettroniche all'industria, hanno certamente contribuito ad accrescere il numero di persone interessate a Radiolympia. Lo spazio ci impedisce di dilungarci su quelle che possono essere definite le note di colore.

Obbiettivo principale: l'esportazione. Il Governo inglese ha chiesto all'industria radio di raggiungere, durante il 1948, la cifra di un milione di sterline al mese per sole esportazioni di apparecchiature montate e di parti staccate. Il risultato della Mostra lascia prevedere un probabile raggiungimento della cifra. Visitatori di ben 61 nazioni diverse hanno contrattato a Radiolympia ed i commentatori più ottimisti pensano che la cifra chiesta dal Governo possa essere largamente superata.

Nel campo dei radioricevitori non vi sono reali novità. I radioricevitori hanno guadagnato in robustezza, sono maggiormente compatti, la parte OC sembra particolarmente curata. Il ricevitore tipo è il 4+1, seguito dal 3+1. Stadii preamplificatori di AF, stadii finali in push-pull, raddrizzatori ad ossido di rame apportano qualche modifica ai vecchi circuiti di anteguerra. Molta fantasia e non sempre buon gusto nella ricerca di nuove linee per i mobili.

Nei televisori, schermi non superiori ai 40 cm, tubi elettronici a deflessione magnetica e gran varietà di circuiti di forme e di... prezzi. Gli sforzi maggiori sono stati concentrati onde semplificare al massimo le operazioni manuali di accordo del ricevitore.

Nei televisori, per l'alimentazione dei tubi a raggi catodici, vi è generalmente tendenza ad usare tensioni molto alte, superiori a quelle utilizzate anteguerra: 6 kV sono ora comuni. In generale esse sono ottenute dalla rete di alimentazione attraverso trasformatori e valvole raddrizzatrici, altri metodi hanno però fatto la loro apparizione. Ad esempio i televisori Ekco fanno uso di uno speciale oscillatore operante a 140 kHz.

Lo spazio non ci consente di entrare in ulteriori particolari. Da notare una creazione *H.M.V.* che in un solo mobile raccoglie un televisore, un radiofonografo a cambiamento automatico di dischi ed un ricevitore a 43 tubi coprente, in 12 gamme, tutte le frequenze dalle OUC alle OL le prime tanto in modulazione di ampiezza quanto in modulazione di frequenza!

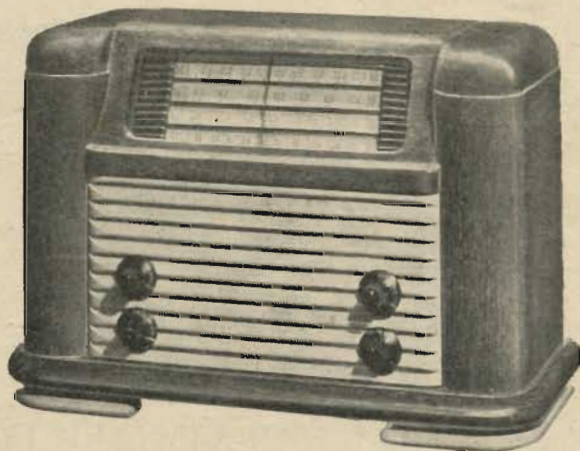
La qualità della produzione inglese appare evidente nel dominio del materiale elettroacustico. Il progetto e la realizzazione di pick-up ha compiuto un notevole balzo in avanti per merito della *Truvox*, una Ditta che ha presentato a Radiolympia due modelli di pick-up a nastro aventi curva di risposta pressocchè lineare tra 25 e 20.000 Hz ed i cui equipaggi mobili pesano meno di 40 milligrammi, cioè meno di un piccolo francobollo. La parte mobile è praticamente formata dal nastro propriamente detto e dalla punta di zaffiro. La medesima Ditta ha presentato alcuni modelli di altoparlanti particolarmente ridotti. Notevole anche la qualità dei microfoni presentati. Tra gli amplificatori la *Lowther* e la *Acoustical Manufacturing Co.* hanno esposto modelli ottimi per qualità di riproduzione, progettati con lo scopo di ridurre la distorsione al di sotto dei limiti usualmente accettati. Nell'amplificatore QA12/P costruito dalla seconda Ditta la distorsione, a 12 watt, è, per la seconda armonica, del 0,2%, per la terza del 0,3% e per le armoniche superiori di circa il 0,05%.

Per le parti staccate, da rilevare la tendenza verso la miniaturizzazione, si sono potute notare bobine di media ed alta frequenza non più grandi di un dado, trasformatori di bassa frequenza intervalvolari e di uscita di circa 3 cm di diametro per 4 di altezza, condensatori regolabili a lamine circolari in tutto non più grandi dei nostri 50 centesimi di buona memoria.

L'industria pesante era presente con un apparecchio trasmittente ad onde medie da 5 kW simile a quello che la *Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd.* ha fornito alla South African Broadcasting Corporation, un apparecchio trasmittente in modulazione di frequenza da 1 kW della *General Electric Company*, un « television transmission monitor » e vari tipi di aerei trasmittenti per la ritrasmissione di segnali a frequenze altissime in un relay per televisione.

Terminiamo purtroppo dimenticando volutamente le autoradio, le apparecchiature per collegamenti radiotelefonici, gli strumenti di misura, i tubi elettronici e le varie applicazioni della tecnica elettronica all'industria, prodotti tutti questi che a Radiolympia occupavano un posto tutt'altro che trascurabile.

Il « Radio Industry Council » (59, Russell Square, London, WC1) può inviare qualsiasi informazione agli acquirenti che non poterono visitare la National Radio Exhibition.

La « Philco International Corporation » ha posto in commercio un nuovo apparecchio radio a sei valvole « Tropic Radio Model 828 » per la ricezione in quattro gamme d'onda da 13 a 100 metri e da 178 a 555 metri.

L'apparecchio, dotato di un elettrodinamico particolarmente potente comandato da un push-pull di pentodi, funziona in CA alle tensioni di 100-130 o 200-240 volt, 50-60 periodi al secondo.

Il nuovo modello si presenta in una veste elegante, curata in tutti i particolari, arricchita da una grande scala parlante a quattro colori, di facile lettura. Le dimensioni del mobile sono: altezza 32 cm, larghezza 47.5 cm, profondità 21 cm.

Nel campo della televisione a colori la R.C.A. ha dato nei primi giorni di aprile di quest'anno rappresentazioni a Filadelfia su schermi cinematografici di 3×2,15 m.

Il dottor V. R. Zworykin ha esposto in una conferenza tenuta all'Istituto Franklin i più recenti progressi del ramo della televisione a colori, affiancando alla sua parola dimostrazioni sperimentali.

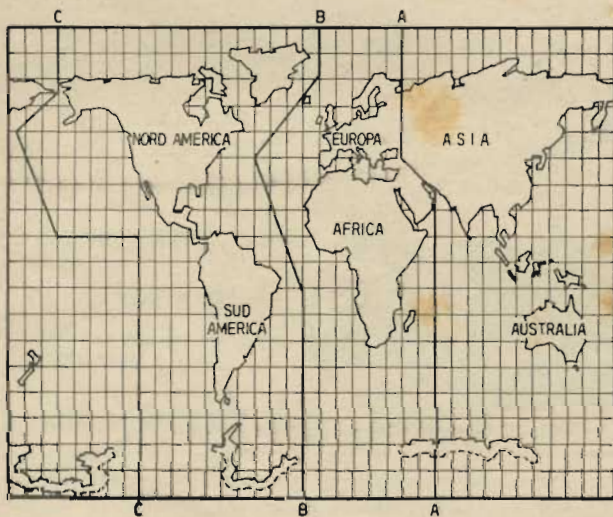
La Amphenol ha sviluppato delle linee bifilari flessibili « twin lead » aventi interessanti caratteristiche elettriche e meccaniche. Consistono in due treccie di bronzo fosforoso (ciascuna composta di 6 trefoli) mantenuta ad una opportuna distanza (costante) per mezzo di un isolante plastico, il polyethylene, in cui risultano annegate e bloccate.

La costante dielettrica del polyethylene è 2,29. Per un cavo di impedenza caratteristica di 300 ohm (vengono costruiti cavi per 75-150 e 300 ohm di impedenza caratteri-

stica) la capacità è di circa 20 pF per metro, la velocità di propagazione approssimativamente dell'82%, il fattore di potenza del polyethylene fino a 1000 MHz si mantiene tra 0,0003 a 0,000045 e la attenuazione espressa in decibell per ogni 30 metri risulta alle varie frequenze rispettivamente: 25 MHz = 0,77 dB; 30 MHz = 0,88 dB; 40 MHz = 1,1 dB; 60 MHz = 1,45 dB; 80 MHz = 1,8 dB; 100 MHz = 2,1 dB; 200 MHz = 3,6 dB.

La flessibilità di simili linee si mantiene buona fino a temperature di — 60 °C.

I tipi ad impedenza minore presentano rispettivamente delle perdite di attenuazione maggiori (8,3 dB sempre per 30 metri per il tipo da 75 ohm).

L'ing. Sponzilli, condirettore tecnico della R.A.I., reduce, quale delegato per l'Italia, dalla Conferenza internazionale di Atlantic City, è stato così gentile da comunicarci, per mezzo di ilPS, l'elenco delle frequenze assegnate durante tale conferenza ai radianti ed alla radiodiffusione, che qui pubblichiamo integralmente.

Da tenere presente che:

— la regione 1 comprende i territori delimitati ad Est dalla linea A ed ad Ovest dalla linea B (Europa, comprese l'U.R.S.S., Turchia, Medio Oriente, Arabia ed Africa);

— la regione 2 comprende i territori delimitati ad Est dalla linea B e ad Ovest dalla linea C (Groenlandia, America del Nord ed America del Sud);

— la regione 3 comprende i territori delimitati ad Est dalla linea C e ad Ovest dalla linea A (Asia, esclusa la Turchia, l'Arabia ed incluso l'Iran, ed Oceania).

La linea A parte dal Polo Nord, segue il 40° meridiano Est (Greenwich) fino ad incontrare il 40° parallelo Nord. Da questo punto segue l'arco di cerchio massimo sino al punto di intersezione del 60° meridiano Est con il Tropico del Cancro e quindi lungo il 60° meridiano Est prosegue sino al Polo Sud.

La linea B parte dal Polo Nord, segue il 10° meridiano Ovest sino alla sua intersezione con il 72° parallelo Nord e da questo punto lungo l'arco di cerchio massimo prosegue fino all'intersezione del 50° meridiano Ovest con il 40° parallelo Nord. Quindi segue l'arco di cerchio massimo sino all'intersezione del 20° meridiano Ovest con il 10° parallelo Sud ed infine il 20° meridiano Ovest sino al Polo Sud.

La linea C parte dal polo Nord, segue il 170° meridiano Ovest sino allo stretto di Bering, all'altezza del 65° parallelo Nord, da questo punto segue l'arco di cerchio massimo sino all'intersezione del 165° parallelo Est con il 50° parallelo Nord, poi fino all'intersezione del 170° meridiano Ovest con il 10° parallelo Nord, quindi, lungo il 10° parallelo Nord, prosegue fino all'intersezione del medesimo con il 120° meridiano Ovest e di qui, lungo di esso, sino al Polo Sud.

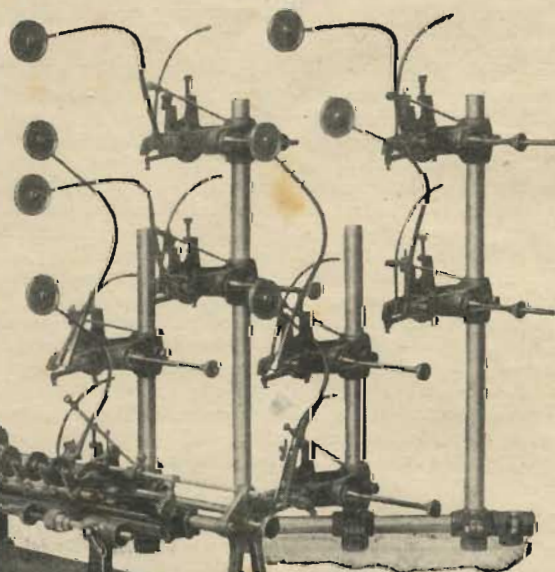
Come si vede, riferendoci alle frequenze che erano a disposizione dei radianti per il passato, la regione 1 (zona

ATTRIBUZIONE BANDE DI FREQUENZA PER LA RADIODIFFUSIONE (RDF) E PER I RADIANTI (DIL) SECONDO LA CONFERENZA DI ATLANTIC CITY

la lettera c indica che la gamma è stata assegnata in unione a servizio di altra natura

Gamme in kHz	Mondiale	Regione 1	Regione 2	Regione 3
150 - 160		RDF c		
160 - 255		RDF		
255 - 285		RDF c		
525 - 535		RDF		
535 - 1605	RDF			
2300 - 2495			RDF c	RDF c
2300 - 2498		RDF c		
3200 - 3230	RDF c			
3230 - 3400	RDF c			
3500 - 3800		DIL c		
3500 - 3900				DIL c
3500 - 4000			DIL c	
3900 - 3950				RDF c
3950 - 4000		RDF c		RDF c
4750 - 4850		RDF c	RDF c	RDF c
4850 - 4995	RDF c			
5005 - 5060	RDF c			
5950 - 6200	RDF			
7000 - 7100	DIL			
7100 - 7150		DIL/RDF		DIL/RDF
7100 - 7300			DIL	
7150 - 7300		RDF c		
9500 - 9775	RDF			
11700 - 11975	RDF			
14000 - 14350	DIL			
15100 - 15450	RDF			
17700 - 17900	RDF			
21000 - 21450	DIL			
21450 - 21750	RDF			
25600 - 26100	RDF			
28000 - 29700	DIL			
MHz				
41 - 68		RDF		
44 - 50			RDF c	RDF c
50 - 54			DIL	DIL
54 - 72			RDF c	RDF c
76 - 88			RDF c	
87.5 - 88		RDF		
88 - 100	RDF			
100 - 108			RDF	RDF
144 - 146	DIL			
146 - 148			DIL	DIL
170 - 200				RDF c
174 - 216		RDF	RDF c	
220 - 225			DIL	
420 - 450	DIL c			
450 - 460		DIL c		
470 - 585	RDF			
585 - 610		RDF	RDF	
610 - 940	RDF			
940 - 960		RDF		RDF
1215 - 1300	DIL			
2300 - 2450	DIL			
3300 - 3500			DIL	
3300 - 3900				DIL
5650 - 5850	DIL			
5850 - 5925			DIL	
10000 - 10500	DIL			

Europea) vede la gamma dei 7 MHz ristretta di ben 150 kHz e viene inoltre a perdere la gamma dei 56 MHz, avendone quale compenso quella dei 21 MHz.

I « cinquemetristi » ricevono evidentemente un duro colpo e per la verità non comprendiamo quali ragioni abbiano indotto la Conferenza a privare l'Europa della loro incontestabile opera di collaborazione in una gamma sulle cui condizioni di ricezione molto si deve ancora dire. Più fortunati, i radianti delle altre due regioni hanno ottenuto la banda attorno ai 54 MHz.

LA General Electric ha presentato alla Fiera Campionaria di Milano il suo BT-3-A il famoso trasmettitore da 33 kW a modulazione di frequenza per radiodiffusione circolare.

Il complesso risulta costituito da due unità perfettamente distinte: una prima che comprende il generatore (incluso il modulatore) e che eroga una potenza di 250 watt (costituente l'unità base di tutti i trasmettitori FM della G.E. fino a 50 kW) seguita da una seconda con un controfase di ligthouse GL-7D21 che erogano appunto 3 kW.

Nelle prove effettuate durante il periodo fieristico (15-29 giugno) abbiamo visto far uso di una *ground plane* (su 100 MHz circa) ma l'antenna per cui è previsto il BT 3-A è una antenna costituita da 8 dipoli ripiegati (*folded*) lavoranti con polarizzazione orizzontale ed aventi un diagramma di radiazione (nel piano orizzontale) quasi perfettamente circolare.

Il cervello di questo BT (*broadcasting trasmitter*) è rappresentato dal famoso tubo phasitron GL-2H21 progettato originariamente dalla Zenith Radio Corporation e sviluppato e prodotto in scala industriale dalla General Electric. Con un cristallo, 10 valvole in AF e 9 circuiti accordati la FM è pronta! Mentre con altri circuiti necessita ricorrere a moltiplicazioni dell'ordine del migliaio, col phasitron generandosi una frequenza centro banda di circa 200 (e più) kHz occorre ricorrere a sole 432 moltiplicazioni per raggiungere la frequenza assegnata (banda 88-108 MHz).

Altre caratteristiche elettriche in breve:

— stabilità della frequenza portante compresa entro ∓ 1000 Hz per un campo di temperatura ambienti normali (il regolamento americano della FCC prescrive: ∓ 2000 Hz);

— livello di disturbo della portante, 65 dB per una deviazione di ± 75 kHz quindi assolutamente trascurabile;

— distorsione armonica di B.F. minore del 1,5% (in valori efficaci) per ogni singola frequenza modulante da 50 a 15000 Hz e minore dell'1% (valore efficace) da 100 a 7500 Hz per una deviazione della portante fino a ∓ 75 kHz;

— livello d'entrata in B.F. di — 10 dB per una modulazione al 100% a 400 Hz su di una impedenza di entrata di 600 ohm;

— curva di risposta di B.F. lineare entro ∓ 1 dB da 50 a 15000 Hz.

La finitura sia dal punto di vista elettrico che meccanico è veramente all'altezza del nome della casa costruttrice.

Tra gli altri accorgimenti citiamo ad es. un interruttore Triangolo-Stella che permette di passare istantaneamente da una alta ad una bassa potenza senza dovere interrompere il progrmma emesso.

NEL campo dei programmi circolari internazionali ad onde corte, l'Inghilterra sta al primo posto, impiegando il 16% del tempo totale dedicato a tale genere di emissione, stanno al secondo posto gli Stati Uniti d'America con il 9,2%, terza è la Russia con il 6%; quarta la Francia con il 3,8%. Le radiodiffusioni britanniche vengono trasmesse in ben 46 lingue diverse mentre quelle americane vengono diffuse in 24 lingue.

NEL campo della modulazione di frequenza si apprende che è sorta in America la « Frequency Modulation Association ». Fra i personaggi di primo piano è il maggiore Armstrong e sotto la sua egida sono stati sperimentati con brillante esito collegamenti relé di normali programmi « broadcasting ».

In Inghilterra la B.B.C. sta allestendo una stazione di 25 kW modulata in frequenza. Tali impianti sono stati forniti dalla Società Marconi.

Sta per sorgere a Des Moines - Iowa (U.S.A.) la più alta torre metallica del mondo di 1530 piedi (510 metri) ad opera della stazione radio K.R.N.T.; così annuncia Phil Hoffman « menager » di quest'ultima. Su questa torre verranno poste antenne irradianti programmi modulati di frequenza. L'area che la suddetta stazione potrà coprire avrà un raggio maggiore di 120 miglia disponendo di una potenza in aereo di 150 watt.

IL CERVELLO DELLA VOSTRA RADIO

LA GARANZIA

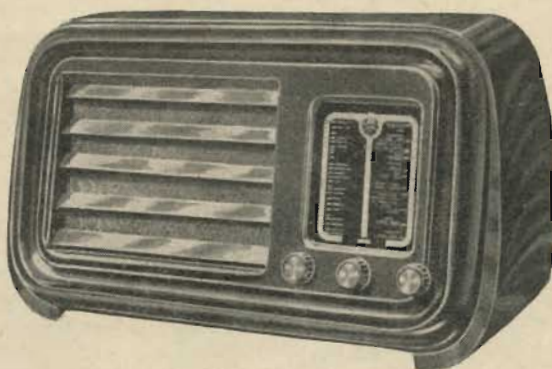
IL PRODOTTO

Tipo 6Q7G

FIVRE

Il cervello della vostra radio

Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche Milano

6Q7 G FIVRE

Leonardo bramanti

FABBRICA
ITALIANA
VALVOLE
RADIO
ELETTRICHE

Via Amedei, 8 - MILANO - Telefoni 16.030 - 86.035

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 21-22 - NOVEMBRE 1947 - PREZZO LIRE 150

PROGETTO E COSTRUZIONE DI UN RICEVITORE SUPERETERODINA A 4 TUBI

CON STADIO PRESELETTORE ED ALLARGAMENTO DI BANDA SEMPLIFICATO (*)

1'8

di Giuseppe Termini

Il problema della progettazione di apparecchiature originali, caratterizzate da particolari qualità tecniche e funzionali, è utile non soltanto ai fini realizzativi, ma anche ai fini di una più approfondita conoscenza dei fattori elettrici e costruttivi che caratterizzano i radioapparati. A tale scopo il perito ind. rad. G. Termini affronta il problema della struttura di un ricevitore quando tra i dati fissati a priori si comprendono la massima sensibilità, il minimo costo, le minime dimensioni d'ingombro e la massima semplicità costruttiva. Lo studio, che offre un contributo significativo alla realizzazione dei ricevitori portatili e di bordo, si conclude con la presentazione dello schema elettrico e costruttivo, ottenuto in sede sperimentale a conferma del lavoro di progettazione svolto.

1. - Un po' di teoria

Tra le grandezze che intervengono a stabilire la struttura del ricevitore, e che si sono imposte a priori, occorre considerare anzitutto quella che è definita « la sensibilità dell'apparecchiatura ». Questa va intesa come il valore minimo di ampiezza del segnale che può essere percepito dal ricevitore, ed è pertanto precisata dall'ampiezza che occorre attribuire a questo segnale per ottenere, con una particolare potenza di uscita, un conveniente rapporto tra il livello spettante alla modulazione del segnale e quello del rumore di fondo. È noto infatti che solo una frazione della componente uscente dal rivelatore è da attribuire alla modulazione del segnale. L'altra frazione, in cui intervengono cause eccezionali e cause normali, è del tutto estranea al processo di modulazione e costituisce dal punto di vista quantitativo il livello di quella manifestazione acustica di perturbazione che è detta « rumore di fondo ».

Tra le cause eccezionali di questo rumore, cui si può in gran parte ovviare con opportuni accorgimenti di studio e di costruzione, si annoverano gli effetti microfonici e d'imperfezione dei vari elementi (resistori, condensatori, commutatori, ecc.), nonchè il ronzio di alimentazione e di modulazione. Le cause normali, dovute alla natura stessa dei fenomeni determinanti il funzionamento dei radioapparati, riguardano:

a) l'agitazione termica degli elettroni nei circuiti (moti browniani), a cui seguono fluttuazioni di tensione ai capi dei circuiti stessi;

b) la struttura granulare delle cariche elettriche con conseguenti variazioni, intorno al valore medio, delle correnti entranti negli elettrodi dei tubi;

c) la disuniformità della distribuzione elettronica fra i piani degli elettrodi;

d) i campi elettromagnetici parassiti, dai quali l'aereo, che è inevitabilmente connesso all'apparecchiatura, non può sottrarsi.

Di tali fenomeni occorre tener conto in sede di progettazione, in quanto essi, dando luogo a una manifestazione acustica perturbatrice, determinano l'ampiezza minima del segnale che può utilmente applicarsi. Questa, che deve necessariamente legarsi a un fattore di intelligibilità, è appunto espressa dal valore del rapporto fra la potenza uscente spettante al segnale e quella appartenente al rumore. Ricerche sperimentali hanno precisato che nei ricevitori normali per radiodiffusione, tale rapporto è bene sia compreso fra 35 e 45 dB.

Per la valutazione delle grandezze da cui dipende il livello del rumore di fondo, occorre considerare che tanto quelle che si manifestano nei circuiti esterni dei tubi, quanto quelle che hanno origine nell'interno di essi, possono essere attribuite a due tensioni parassite, ottenute ai capi di altrettanti resistori fittizi posti all'entrata di ogni tubo. Ciò porta ad attribuire il rumore di fondo ad una tensione complessiva E_a, somma di due tensioni componenti E_i ed E_e riferite, l'una, alle cause esterne al tubo e l'altra a quelle interne. Il procedimento analitico che è necessario seguire per esprimere queste tensioni, ha carattere immediato, quando tra le cause esterne al tubo si escludono i campi elettromagnetici parassiti. È sufficiente allora applicare l'espressione di Nyquist (1928), con cui si calcola il valore della tensione parassita conseguente al movimento disordinato del flusso elettronico per effetto di moti browniani e che equivale, come si è detto, alla creazione di tensioni perturbatrici. Questa espressione assume la forma:

$$E^2 = 4KTR\ (f_1 - f_2)$$

essendo E il valore efficace della tensione parassita in volt, K la costante di Boltzmann ($1{,}37 \cdot 10^{-23}$ J/°C), T la tem-

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione il 2-7-1947

peratura assoluta in gradi Kelvin, R la resistenza del conduttore in ohm, $f_1 - f_2$ i valori estremi in hertz del canale di frequenza considerato. Si ha in conseguenza:

$$E_d^2 = E_t^2 + E_e^2 = 4KT\ (f_1 - f_2)\ R_t + 4KT\ (f_1 - f_2)\ R_e = \\ = 4KT\ (f_1 - f_2)\ (R_t + R_e)\ , \qquad [1]$$

in cui con R_t ed R_e si sono indicati i valori delle resistenze equivalenti del disturbo. Se si riportano all'entrata del primo stadio tutte le tensioni di disturbo che si hanno negli stadii che seguono ad esso, si può conoscere la tensione complessiva determinante il livello del rumore di fondo. Questa s'individua sostanzialmente con quella attribuita al primo stadio, perchè i diversi fattori di amplificazione che compaiono al denominatore rendono trascurabile il valore della tensione riportata, rispetto a quella esistente all'entrata del primo tubo.

Per conoscere il valore della tensione del rumore uscente dal rivelatore, occorre sostituire nella [1] all'intervallo $f_1 - f_2$, in cui si è compreso l'intero canale di modulazione, la banda della modulante, f_m.

Si ha ovviamente:

$$f_m = (f_1 - f_2)/2\ ,$$

per cui è:

$$f_1 - f_2 = 2\ f_m$$

e quindi definitivamente:

$$E_d^2 = 4KT2f_m\ (R_t + R_e) = 8KTf_m\ (R_t + R_e)\ . \qquad [2]$$

Per ottenere la tensione del segnale, E_s, nota la E_d, occorre tener presente che al rapporto V_s/V_d fra la tensione di uscita spettante al segnale e quella del disturbo, si può dare il valore stabilito a suo tempo dall'esperienza. Se si indica con m la profondità di modulazione della tensione del segnale E_s e con A l'amplificazione complessiva del ricevitore, si ha:

$$V_s = m \cdot E_s \cdot A$$

$$V_d = E_d \cdot A\ .$$

Posto

$$V_s/V_d = D\ ,$$

si ottiene:

$$D = m \cdot E_s/E_d\ .$$

da cui:

$$E_s = D \cdot E_d/m\ . \qquad [3]$$

Dall'insieme di questi semplici sviluppi, risultano numerose precisazioni circa le grandezze che intervengono a definire quella che può essere detta la « sensibilità propria del ricevitore » e che è da intendere in assenza di campi elettromagnetici parassiti.

È ovvio anzitutto che per ottenere una notevole sensibilità, occorre che la E_d sia minima. Questa è completamente individuata da tre fattori, e cioè, dall'intervallo $(f_1 - f_2)$ al quale si affida il canale di modulazione, dalla resistenza complessiva R_t del circuito di entrata e dalla resistenza R_e equivalente al contributo al rumore dato dal funzionamento del tubo. Per rendere minima la E_d occorre che anche a questi fattori si attribuisca il minimo valore. Il canale di modulazione, al quale si può sostituire la larghezza della banda interessante i circuiti che seguono a quelli del rivelatore, non può subire un'importante limitazione, in quanto ciò pregiudica la fedeltà della riproduzione. I regolatori di tono assolvono sufficientemente lo scopo, nè è opportuno accentuare il loro effetto.

Si può invece agire nella R_t e sulla R_e. Perchè la prima sia minima occorre far uso di un circuito di entrata ad alto coefficiente di merito. Ciò comporta uno studio accurato dei valori elettrici e costruttivi del circuito stesso. E opportuno quindi diminuire quanto più possibile la lunghezza dei collegamenti fra gli elementi dei circuiti oscillatori e fra questi e l'elettrodo di comando del tubo. Eventuali resistenze interposte fra due diverse posizioni dei terminali di contatto al potenziale di riferimento (massa) dovranno essere eliminate, quando ai terminali stessi sono interessati gli elementi dei circuiti oscillatorii.

La R_e, cioè la resistenza equivalente di rumore del primo tubo, dipende dalle caratteristiche tecniche e funzionali del tubo stesso ed è un fattore dato dai costruttori. Nei tre casi che si possono incontrare in pratica e che riguardano il tubo convertitore (a), il pentodo a transconduttanza variabile (b), e il silentodo (c), i valori di R_e risultano rispettivamente:

(a) $50.000\ \Omega \div 100.000\ \Omega$,

(b) $15.000\ \Omega \div 20.000\ \Omega$,

(c) $2.000\ \Omega \div 3.000\ \Omega$.

Ricerche teoriche e sperimentali dimostrano agevolmente che il valore di R_t dipende principalmente dalla gamma di funzionamento e che nelle onde medie la R_t è prevalente o dello stesso ordine di grandezza della R_e. Nelle onde corte questa è invece maggiore della R_t, per cui è necessario realizzare il primo stadio con tubi a basso valore della resistenza equivalente.

Per questa ragione nei ricevitori plurionda è conveniente ricorrere ad uno stadio preselettore. Il basso valore della R_e dei pentodi e dei silentodi, rispetto a quella dei tubi variatori di frequenza, consente di ottenere un aumento di sensibilità di 3 o 4 volte. È facile vedere che l'uso di due o più stadii di amplificazione della frequenza intermedia, non conduce ad un reale aumento della sensibilità del ricevitore. Questa è sostanzialmente determinata dal rapporto fra segnale e rumore, esistente all'entrata del primo tubo. Il valore dell'amplificazione complessiva A_c che segue non modifica questo rapporto come si riconosce anche facilmente dalla [3] in cui A_c non compare.

È interessante osservare che in mancanza di disturbi esterni la [2] e la [3] consentono di calcolare il livello teorico della minima intensità ricevibile dal ricevitore. Ciò corrisponde al valore minimo della E_d e a quello del rapporto V_s/V_d atto a conservare l'intelligibilità del segnale. In generale la minima intensità teorica ricevibile risulta pari a $-28{,}8$ dB rispetto a 1 pW. In pratica questo livello non può essere raggiunto, a causa dei campi parassiti di provenienza anche extraterrena, cui l'aereo non può sottrarsi. È ovvia comunque l'importanza grandissima che ha il raggiungimento delle migliori condizioni teoriche e la necessità d'indirizzare in tal senso il lavoro di progettazione. Il metodo da seguire durante lo svolgimento di questo lavoro, muta a seconda dei dati che il progettista s'impone a priori, per quanto il problema rimanga sostanzialmente lo stesso.

Nella pratica si opera generalmente così: si fissa un certo valore del rapporto V_s/V_d, tenendo presente che esso dev'essere riferito ad una determinata potenza di uscita. Tale fatto, che contrasta con la linearità della [3], è conseguente al comportamento dei tubi che segue una legge complessa con il variare delle condizioni di funzionamento. Fissato il rapporto V_d/V_s, si calcola la E_d, in base al presunto valore della R_t con cui si possono conglobare tutte le resistenze del circuito di entrata e in base al valore di R_e indicato dal costruttore del tubo. In particolare, al circuito oscillatorio di entrata compete una resistenza dinamica o resistenza equivalente L/RC, in cui con R si comprendono le perdite che si hanno in esso. Ai fini del calcolo della E_d, la R_t che compare nell'espressione relativa è fatta normalmente coincidere con il valore del rapporto L/CR.

Nota la E_d, si calcola la E_s che occorre avere all'entrata per ottenere, con una determinata potenza di uscita, il rapporto prestabilito tra V_s e V_d. Le conclusioni del calcolo possono essere accettate quando la E_s risulta compresa nei valori precisati dalla pratica e che, per una potenza di uscita di 20 mW, possono ritenersi distribuiti fra 10 e 20 μV per le stazioni lontane e 50.000 μV per le stazioni locali. In generale la tensione minima che occorre applicare per ottenere ricezioni ottime si aggira intorno a 20 μV per 50 mW in assenza di radiodisturbi.

Quando invece è data la E_s, si calcola il valore della E_d in base ad un conveniente rapporto V_s/V_d. A tale scopo ci

si riferisce ad altre considerazioni (ad es. di costo e d'ingombro), per stabilire la struttura di massima del ricevitore, determinando la R_t secondo il presumibile valore del rapporto L/CR fra gli elementi del circuito selettore. Nel caso che la ricezione sia prevista per diversi campi d'onda è necessario riferirsi al valore che assume la R_t nel campo delle onde medie. Nota la R_t e scelto il tubo del primo stadio, si avrà la R_e e quindi la E_d. Se questa risulta superiore al valore stabilito secondo il rapporto V_s/V_d, occorre procedere adeguatamente su R_t e su R_e. A parità di R_t si dovrà diminuire la R_e ricorrendo ad un diverso tubo, oppure facendo uso di uno stadio preselettore. In particolare, nel caso di un solo stadio preselettore, si dovrà computare nella E_d complessiva, anche quella spettante allo stadio variatore di frequenza (E_{d_2}) e che, riportata sullo stadio preselettore vale

$$E_{d_2}{}^2/A^2 ,$$

essendo A l'amplificazione dello stadio stesso. La E_{d_2} spettante allo stadio variatore di frequenza è invece trascurabile rispetto alla E_d del circuito di entrata, quando gli stadii preselettori sono in numero di due.

Può anche darsi che tra i dati imposti al progettista si stabilisca il valore minimo d'intensità del campo elettromagnetico, oppure siano precisate le condizioni di lavoro del ricevitore (ad esempio a bordo di automobili). Occorre, in un caso, calcolare la tensione indotta dal campo elettromagnetico e procedere sperimentalmente, nell'altro caso, a determinare il valore minimo dell'intensità di campo normalmente disponibile. L'uno e l'altro procedimento, praticamente accompagnati da imprecisioni e da incertezze, spesso non accettabili, possono essere sostituiti dall'esame di dati tabellari. Ci si può riferire utilmente a quanto è detto a suo tempo nel caso di ricevitori domestici.

Per le installazioni su automobili, occorre tener presente che la distribuzione del campo nell'interno degli abitati è caratterizzata da notevole irregolarità in conseguenza alla variabilità degli assorbimenti cui dànno luogo le masse conduttrici. Per tale fatto e per le dimensioni limitate dall'aereo, si possono attribuire alla E_s dei valori di qualche μV. È facile allora verificare, in base al procedimento indicato, che volendo far corrispondere a tale valore un conveniente valore del rapporto V_s/V_d, occorre usare almeno uno stadio preselettore.

2. - Determinazione della struttura del ricevitore

I dati di progetto che si sono imposti a priori sono:

— *le condizioni di lavoro del ricevitore*, che è destinato ad essere installato a bordo di un automobile;

— *l'ampiezza complessiva del campo d'onda*, che deve comprendere anche i gruppi di radiodiffusione distribuiti nelle onde corte;

— *la potenza massima di uscita* non inferiore a 5 W;

— il *costo*, l'*ingombro* e il *peso* che devono essere ridotti al minimo.

Le operazioni da compiere per determinare la struttura del ricevitore, sono qui trattate ordinatamente.

1. *Si stabilisce il valore di sensibilità.*

In base a indicazioni dettate dall'esperienza e riferite alle condizioni di lavoro del ricevitore, si fissano i seguenti dati:

$$E_s = 5\ \mu\text{V}$$
$$V_s/V_d = 31,6\ (30\ \text{dB})$$
$$P_u = 20\ \text{mW}$$
$$m = 0,3\%$$
$$f_m = 400\ \text{Hz} .$$

2. *Si sceglie il tubo dello stadio variatore di frequenza e si individua la necessità o meno di ricorrere ad uno o più stadii preselettori.*

La scelta del tubo variatore di frequenza è fatta riferendosi alle diverse cifre di merito cui è dato d'illustrare il comportamento del tubo stesso e in cui si comprendono principalmente:

— *L'amplificazione* A_{s_1} dello stadio, determinata dall'espressione

$$\frac{S_c \cdot R_i \cdot R_d}{R_i + R_d}$$

in cui: S_c è la pendenza di conversione (rapporto fra l'ampiezza I_{MF} della componente anodica a freq. intermedia e l'ampiezza E_s del segnale in arrivo), R_i la resistenza interna del tubo, R_d la resistenza dinamica del circuito di carico. Perchè A_{s_1} sia elevato occorre che anche S_c ed R_i siano elevati.

— *Il valore della capacità infraelettrodica fra la griglia del generatore e quella della sezione convertitrice di frequenza* $C_{g_o} - g_c$). La presenza di questa capacità è particolarmente nociva nelle gamme delle onde corte, perchè introduce sulla griglia del selettore, una tensione a frequenza locale che altera le condizioni di funzionamento del tubo.

— *Il valore della capacità infraelettrodica fra il circuito di uscita e quello di entrata della sezione convertitrice,* ($C_a - g_c$).

In conseguenza di questa capacità si ha all'ingresso una frazione della tensione a frequenza locale che si manifesta ai capi del primario del trasformatore per la frequenza intermedia.

— *Il valore della conduttanza mutua in regime di conversione di frequenza fra l'entrata e l'uscita della sezione convertitrice di frequenza.* La conduttanza del circuito d'ingresso e quindi il valore del coefficiente di merito di esso è legata al valore e al segno dell'impedenza che assume il circuito di carico rispetto alla frequenza del segnale. Poichè il trasformatore per la frequenza intermedia è accordato su una frequenza inferiore a quella del circuito d'ingresso, l'impedenza di esso alle radiofrequenze ha carattere capacitivo ed introduce nell'impedenza di entrata una componente resistiva

$$R_g = C/(S_m \cdot C_a - g_c)$$

in cui C è l'impedenza del carico alle radiofrequenze, S_m e $C_a - g_c$ la conduttanza mutua e la capacità fra la griglia e l'anodo della sezione mescolatrice, quando questa funzione in regime di conversione delle frequenze portanti.

— *La stabilità di frequenza del generatore locale in relazione alle variazioni delle tensioni di alimentazione dei diversi elettrodi.* Tale stabilità è in relazione alla struttura del tubo. Nei tipi a flusso elettronico unico (eptodi ed ottodi), la stabilità di frequenza è legata alla stabilità delle tensioni di alimentazione della griglia schermo e della griglia-anodo. Nei tubi a sezioni separate (triodi-esodi e triodi-eptodi), il fenomeno è sostanzialmente legato al solo valore della tensione di alimentazione dell'anodo del generatore.

— *La stabilità di frequenza del generatore locale in relazione alle variazioni della pendenza del tubo.* Nei tubi elettronici a sette od otto elettrodi, costituiti cioè da due sezioni in cascata, le variazioni di pendenza apportate dalla tensione addizionale di polarizzazione del regolatore automatico di sensibilità, introducono importanti variazioni della frequenza locale. Ciò è causa d'instabilità e di diminuzione dell'amplificazione dello stadio in conseguenza all'effetto di disallineamento che segue a tale fenomeno. Nei tubi a sezione separate questo inconveniente non si verifica.

— *Il valore della resistenza equivalente di rumore* (R_r).

Circa il criterio di esame di queste cifre che sono normalmente date dai costruttori dei tubi, è da osservare la necessità di ottenere la massima amplificazione dello stadio in questione. Ciò consente infatti di aumentare il rapporto se-

gnale/rumore dello stadio stesso, rapporto che determina, come si è detto a suo tempo, quello che si ha all'uscita del ricevitore. È quindi necessario riferirsi anche al valore dell'amplificazione di conversione, S_c, oltre a quello della resistenza equivalente di rumore, R_e. Inoltre, da quanto accennato in precedenza, è ovvio che si devono preferire i tubi a sezioni indipendenti.

Dall'esame dei dati relativi a diversi tubi, si decide di usare il triodo-eptodo a sezioni separate ECH4 della « Philips », i cui principali fattori caratteristici sono:

$$S_c = 750 \ \mu A/V$$
$$R_i = 1{,}4 \ M\Omega$$
$$Cg_t - g_e < 0{,}25 \ pF$$
$$Ca - g_e < 0{,}002 \ pF$$

La resistenza equivalente di rumore, R_e, è di 55.000 Ω per il funzionamento in regime di conversione di frequenza ed è di 7500 Ω adoperando l'eptodo per l'amplificazione a radiofrequenza. Ciò porta alla necessità di ricorrere ad uno stadio preselettore, onde raggiungere la sensibilità prevista. Le corrispondenti tensioni di rumore a 20 MHz sono infatti di 2,9 μV e di 1,28 μV ($T = 273 + 20$°K; $R_t = 4200$ Ω).

È importante osservare che in conseguenza all'effetto del circuito d'aereo, le condizioni di funzionamento variano alquanto rispetto a quelle individuate dal calcolo. L'aereo introduce all'entrata del tubo una tensione di rumore prodotta dalla disuniformità del movimento elettronico nel circuito stesso. Se si indica con E_r tale tensione e con A l'amplificazione cui dà luogo l'accoppiamento fra i due circuiti, risulta applicata sulla griglia un'altra tensione di disturbo

$$E_{do} = E_r \cdot A \, .$$

Analogamente la tensione del segnale che eccita il primo tubo è $E_{so} \cdot A$, essendo E_{so} la tensione che si ha nell'aereo.

Tale calcolo complica alquanto lo sviluppo del calcolo ed è qui volutamente trascurato per brevità.

3. *Si calcola l'amplificazione complessiva richiesta dal ricevitore.*

A tale scopo occorre scegliere anzitutto il tubo dello stadio finale di potenza. I fattori determinanti questa scelta, che sono dati dai costruttori, riguardano:

a) *La massima potenza di uscita*, tenendo presente che ove si volesse far uso della controreazione per diminuire le distorsioni complessive e il livello dei rumori proprii dello stadio, occorre ottenere dal tubo stesso una potenza proporzionalmente maggiore di quella richiesta.

b) *Il valore del rendimento di conversione del tubo*, che è misurato dal rapporto fra la potenza raccolta ai capi del carico e quella che occorre dissipare per l'alimentazione dell'anodo e della griglia schermo. Nel caso di funzionamento in classe A e in classe A1, il rendimento è maggiore nei pentodi e nei tetrodi a fascio che non nei triodi.

c) *Il valore della sensibilità di potenza del tubo*, numericamente espressa dal rapporto fra la potenza di uscita e il quadrato della corrispondente tensione e che è opportuno sia elevata.

d) *Il valore percentuale della distorsione armonica*, che dipende dalla struttura del tubo. Tetrodi e pentodi funzionanti in classe A e in classe A1, dànno generalmente una distorsione complessiva compresa fra il 7% e il 14%. La seconda armonica è, in tal caso, percentualmente poco importante, mentre è notevole il contributo apportato dalla terza armonica e da quelle di ordine superiore.

Nei triodi la distorsione complessiva non supera il 5% ed è pressochè totalmente rappresentata dalla seconda armonica.

Si noti anche che la distorsione è legata al valore dell'impedenza complessiva del carico, la quale varia con il variare della frequenza in giuoco; per attenuare tale effetto, giova l'uso della controreazione.

e) *Il comportamento in condizioni di sovraccarico.* La distorsione complessiva che segue al funzionamento del tubo in condizioni di sovraccarico, cioè con eccessiva tensione eccitatrice, dipende dalla costituzione e dal valore degli elementi elettrici del circuito di entrata e anche dalla struttura del tubo. Tale effetto, che è conseguente alla presenza di una corrente nel circuito di griglia, è infatti meno importante nei pentodi e nei tetrodi che non nei triodi.

f) *L'attitudine alla produzione di oscillazioni parassite*, che è tanto più importante quanto più elevata la pendenza del tubo. In realtà questo fatto non costituisce un fattore determinante la scelta del tubo, perchè a questa attitudine ci si può opporre efficacemente con opportune cellule di smorzamento, rappresentate per lo più da semplici resistori in serie alla griglia schermo e alla griglia controllo del tubo.

g) *I valori delle potenze dissipate* nel circuito del riscaldatore del catodo e in quello dell'anodo e della griglia schermo, che si può richiedere siano ridotti al minimo.

In base a questi fattori e a conclusione dell'esame dei dati tecnici pubblicati dai costruttori dei tubi, si decide di adoperare il superpentodo EL6 della « Philips ». Questi è caratterizzato da elevata sensibilità di potenza e da notevole potenza di uscita. Si ottiene una potenza massima di 8,2 W con il 10% di distorsione, applicando all'ingresso una tensione eccitatrice efficace di 4,8 V. La potenza dissipata nel circuito del riscaldatore del catodo (6,3 V; 1,3 A) e quella dissipata sull'anodo, *a*), e sulla griglia schermo, *b*), (250 V, 72 mA, *a*); 250 V, 8 mA, *b*)), sono per contro alquanto elevati. La scelta presuppone siano superabili le difficoltà dell'alimentazione.

Per quanto riguarda l'applicazione o meno della reazione negativa all'intera catena di stadii di B.F., si osserva di sfuggita, che presupponendo di far precedere il tubo di potenza da un triodo, non è opportuno ricorrere alle reti resistive di accoppiamento fra i due stadii, che rappresentano i circuiti più semplici con cui si può ottenere l'effetto controreattivo.

Ciò perchè:

a) la bassa resistenza interna del tubo costituisce un ramo non trascurabile di ripartizione della tensione controreattiva;

b) non è conveniente diminuire l'amplificazione dello stadio che precede il tubo di potenza, in quanto questa è già necessariamente limitata;

c) le variazioni del carico del tubo preamplificatore, prodotte dall'effetto controreattivo, si traducono in distorsioni assai più importanti nei triodi, che non, ad esempio, nei pentodi, nei quali il valore del carico che è in relazione alla resistenza interna del tubo, è notevolmente più elevato.

Segue la necessità di escludere tale effetto, oppure di ricorrere a reti complesse di accoppiamento. Ragioni di semplicità costruttiva portano ad escludere, nel caso di cui ci si occupa, l'applicazione della reazione negativa.

Le condizioni di funzionamento del tubo EL6 risultano stabilite come segue:

tensione anodica	250	V
tensione della griglia schermo	250	V
corrente anodica	72	mA
corrente della griglia schermo	8	mA
pendenza	14.5	mA/V
resistenza interna	20.000	Ω
impedenza ottima del carico	3.500	Ω (Zp)

La tensione V_u che si ha ai capi della bobina mobile del riproduttore e che corrisponde ad una potenza di uscita, P_u, di 20 mW, è data da $\sqrt{0{,}02 \cdot Z}$, essendo Z l'impedenza

del circuito della bobina mobile. Posto $Z = 2{,}5$ ohm (a 400 Hz), si ha immediatamente:

$$V_u = \sqrt{0{,}02 \cdot 2{,}5} = \sqrt{0{,}05} = 0{,}22 \text{ V}.$$

Il rapporto tra il numero di spire del primario e quello del secondario, n, è calcolabile con sufficiente approssimazione applicando la formula:

$$n = \sqrt{Z_p/Z}$$

in cui Z_p è l'impedenza ottima del carico. Poichè: $Z_p = 3500$ ohm, $Z = 2{,}5$ ohm, sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$n = \sqrt{3500/2{,}5} = \sqrt{1400} = 37{,}4 \,.$$

Ammesso che il trasformatore di uscita abbia un rendimento $\eta = 0{,}8$, applicando la formula:

$$\frac{V_u}{V_p} = \frac{3\,\eta + \eta^2}{1 + 3\,\eta} \cdot \frac{1}{n}$$

ed eseguendo, si ottiene:

$$\frac{V_u}{V_p} = \frac{0{,}894}{n}$$

in cui V_p è la tensione ai capi del primario del trasformatore di uscita. Essendo $V_u = 0{,}22$ V, si ha immediatamente:

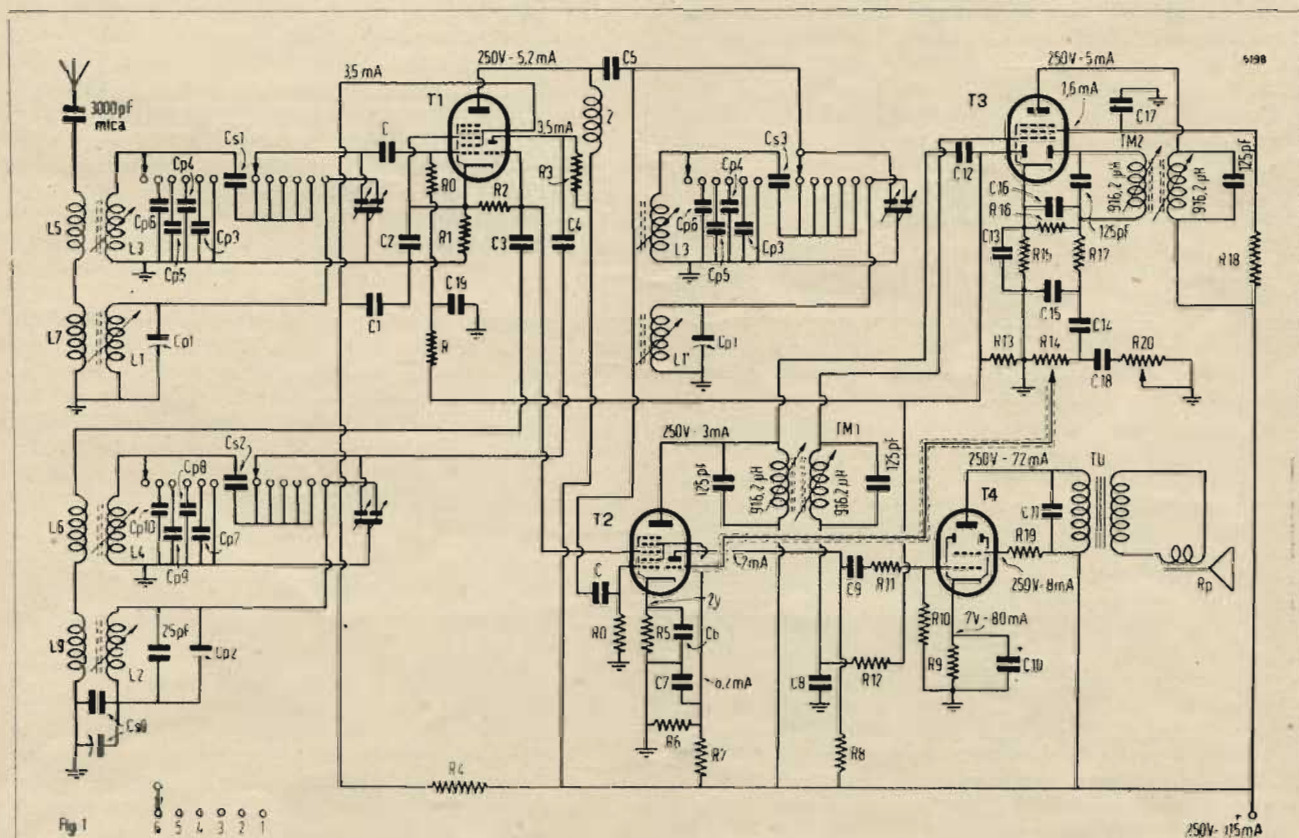
$$V_p = \frac{0{,}22\;n}{0{,}894} = 9{,}2 \text{ V}\,.$$

L'amplificazione complessiva che si richiede è dunque:

$$A_t = V_p/E_s, \quad \text{e poichè} \quad E_s = 5 \cdot 10^{-6} \text{ V},$$

sostituendo si ha:

$$A_t = 9{,}2/5 \cdot 10^{-6} = 184 \cdot 10^4 \text{ volte}.$$

Occorre ora definire la struttura del ricevitore, suddividendo l'amplificazione complessiva nelle diverse amplificazioni parziali che si possono ottenere da altrettanti stadii. A tale scopo ci si riferisce normalmente a dati sperimentali ottenuti con tubi simili a quelli di presumibile impiego.

SUDDIVISIONE DELLE GAMME ED ELENCO DEL MATERIALE USATO

6198

1 = onde medie : 190 ÷ 580 mt; 2 = onde C.1 : 49 mt; 3 = onde C.2 : 41 mt; 4 = onde C.3 : 31 mt; 5 = C.4 : 25 mt; 6 = onde C.5 : 19 mt.

$L1$=214 microH; $L2$=117,6 microH; $L3$=30,8 microH; $L4$=29,2 microH.

$Cp1$ = 28,8 pF; $Cp2$ = 39,6 pF (25 pF fisso + 21,5 max variabile); Cs_0 = 421,8 pF (400 + 35 semifisso); $Cs1$, $Cs2$, $Cs3$ = 3,5 pF; $Cp3$ = 18,6 pF; $Cp4$ = 12 pF; $Cp5$ = 5,4 pF; $Cp6$ = 2,4 pF; $Cp7$ = 16,6 pF; $Cp8$ = 11 pF; $Cp9$ = 5,1 pF; $Cp10$ = 2,2 pF.

C=200 pF mica; $C1$=50.000 pF, carta; $C2$=500.000 pF, carta; $C3$ = 50 pF mica; $C4$ = 500 pF mica; $C5$ = 300 pF mica; $C6$, $C7$ = 50.000 pF carta; $C8$ = 50.000 pF carta; $C9$ = 20.000 pF carta; $C10$ = 30 micro F, 25 V elettrolitico; $C11$ = 3.000 pF, 1.500 V carta; $C12$ = 75 pF mica; $C13$ = 50.000 pF carta; $C14$ = 10.000 pF carta; $C15$ = 100 pF mica; $C16$ = 300 pF mica; $C17$ = 50.000 pF carta; $C18$ = 5.000 pF carta; $C19$ = 0,05 micro F carta.

T. U. = Trasformatore di uscita: impedenza del primario = 3.500 ohm; impedenza del secondario = 2,5 ohm;

Rp = riproduttore magnetodinamico per potenza modulata max di 8 W; impedenza della bobina mobile = 2,5 ohm;

T1, *T2* = ECH4; *T3* = EBF2; *T4* = EL6.

$R0$=0,1 megaohm, 1/4 W; R=0,1 megaohm, 1/4 W; $R1$=160 ohm, 1/2 W; $R2$=50.000 ohm, 1/4 W; $R3$=45.000 ohm, 1 W; R4=45.000 ohm, 1 W; $R5$=180 ohm, 1/2 W; $R6$=15.000 ohm, 1 W; $R7$=15.000 ohm, 1 W; $R8$=0,1 megaohm, 1 W; $R9$=90 ohm, 1 W; $R10$=0,5 megaohm, 1/4 W; $R11$=1000 ohm, 1/4 W; $R12$=1 megaohm, 1/4 W; $R13$=1 megaohm, 1/4 W5; $R14$=1 megaohm; $R15$=300 ohm, 1/2 W; $R16$=0,3 megaohm, 1/4 W; $R17$=0,1 ohm, 1/4 W; $R18$=95.000 ohm, 1/2 W; $R19$=100 ohm, 1/4 W; $R20$=1 megaohm, regolab.

Per alcuni tubi della serie rossa Philips, sottoposti a condizioni normali di funzionamento, si ha, ad esempio; per 10 MHz (1):

a) stadio preselettore; sezione eptodo tubo ECH4: $A_1 = 2$,

b) stadio variatore di frequenza; tubo ECH4: $A_2 = 60$,

c) stadio amplificatore della frequenza intermedia; tubo ECH4: $A_3 = 100$,

d) stadio preamplificatore di B.F.: tubo EBC3: $A_4 = 14$,

e) stadio finale di potenza; tubo EL6: $A_5 = 18$.

Poichè è $A_t = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_4 \cdot A_5$, sostituendo le diverse amplificazioni parziali, si ha:

$$A_t = 2 \cdot 60 \cdot 100 \cdot 14 \cdot 18 = 302{,}4 \cdot 10^4$$

per cui, risultando largamente nei limiti previsti dal calcolo, si può considerare definitivamente precisata la struttura del ricevitore.

Le funzioni dei diversi stadii, che sono in numero di sette, sono normalmente svolte da cinque tubi, in quanto si affidano ad un tubo unico le funzioni richieste per ottenere il cambiamento di frequenza e ad un tubo multiplo (bidiodo-triodo) quelle relative alla rivelazione e alla preamplificazione di B.F. Il numero dei tubi può essere anche ridotto a quattro utilizzando due triodi-eptodi a sezioni indipendenti tipo ECH4. Le caratteristiche tecniche e funzionali di ciascuna sezione, che si precisano nella tabella 1, consentono di ottenere dei risultati particolarmente significativi. Si perviene così allo schema della fig. 1 che ora si esamina in dettaglio.

Il triodo del tubo *T1* costituisce il generatore a frequenza locale; in esso si utilizza l'accoppiamento trasformatorico con circuito accordato sull'anodo. Il pentodo del tubo *T1* provvede all'amplificazione del segnale entrante. L'accoppiamento fra questo tubo e il tubo *T2* è del tipo ad impedenza anodica, costituita da una reattanza induttiva, *Z*, avente bassa resistenza alla componente continua di alimentazione. Il condensatore di accoppiamento, *C5*, esclude questa componente dal circuito di eccitazione del tubo *T2*. L'amplificazione del pentodo del tubo *T1* è regolata automaticamente in relazione all'intensità del segnale. Serve allo scopo una tensione supplementare di polarizzazione rivelata da un diodo del tubo *T3* ed applicata in serie al circuito di eccitazione. La regolazione automatica di sensibilità è esclusa durante l'accordo del ricevitore sulle gamme delle onde corte, onde ottenere una maggiore sensibilità e quindi un elevato rapporto segnale/rumore. Anche il tubo *T2*, il cui eptodo funziona in regime di conversione delle frequenze portanti, non riceve questa tensione supplementare di polarizzazione. La ragione è quella di eliminare ogni possibile causa d'instabilità che qui, però, non sono molto importanti in conseguenze alla separazione del generatore locale dal modulatore.

Particolarmente interessante è la struttura e la costituzione dei circuiti relativi all'amplificazione e alla conversione delle frequenze portanti. Si è utilizzato un commutatore multiplo a sei vie e a sei posizioni per effettuare la variazione di gamma. Con una via si procede all'accordo delle onde medie; con le altre cinque si predispone l'accordo su altrettante zone occupate dalle stazioni di radiodiffusione ad onde corte. Ragioni di semplicità costruttiva, per nulla in contrasto con le esigenze tecniche imposte al progettista, hanno portato all'uso di un unico induttore per le gamme delle onde corte. La zona di accordo è modificata dalla posizione del commutatore, in quanto questi provvede ad inserire altrettanta capacità in parallelo. I condensatori C_{s1}, C_{s2} e C_{s3}, in serie alla sezione di lavoro del condensatore variabile, consentono di diminuire notevolmente il valore della capacità variabile in giuoco. Si limita così l'estensione di ogni zona a qualche kHz e si eliminano le difficoltà di accordo sulle onde corte. Questo sistema che è noto col nome

(1) Questi dati sono stati ricavati sperimentalmente dallo scrivente. Essi non rappresentano pertanto i valori massimi ottenibili.

DATI CARATTERISTICI DEL TRIODO-EPTODO ECH4

Tensione di accensione	V_f	6,3 V
Corrente di accensione	I_f	0,350 A

Capacità infraelettrodiche.

a) Sezione eptodo:

*Cg*1	5,6 pF	*Cg*1 — g3	< 0,2 pF
Ca	9,2 pF	*Cg*3	8,9 pF
Ca — g1	< 0,002 pF	*Cg*1 — *f*	< 0,001 pF

b) Sezione triodo:

Cg	6,0 pF	*Cg* — *k*	3,0 pF
C (*gt*+g3)	14 pF	*Ca* — *k*	2,5 pF
Ca	5,4 pF	*Ca* — g	2,1 pF
		Cg — *f*	< 0,3 pF

c) Capacità infraelettrodiche fra triodo ed eptodo:

Cgt — g1	< 0,1 pF
C (*gt*+g3) — g1	< 0,25 pF
C (*gt*+g3) — *a*e	< 0,1 pF

CONDIZIONI NORMALI DI FUNZIONAMENTO

a) Sezione eptodo in conversione di frequenza:

Va	250 V	
R (g2+g4)	24.000 ohm	
R (g3+*gt*)	50.000 ohm	
*Ig*3+*Igt*	190 μA	
Rk	150 ohm	
*V*g1	— 2 V (1)	— 24,5 V (2)
V (g2+g4)	100 V	250 V
Ia	3 mA	
*Ig*2+*Ig*4	6,2 mA	
Sc	750	7,5 μA/V
Ri	1,4	> 3 MΩ
Re (4)	55.000 ohm	

b) Sezione triodo come generatore autoeccitato:

Va	250 V
Ra	20.000 ohm
R (g3+*gt*)	50.000 ohm
I (g3+*gt*)	190 μA
Ia	4,1 mA

c) Sezione triodo come amplificatore di tensione con accoppiamento a resistenza-capacità:

Va	250		250		250		V
Ra	0,2		0,1		0,05		MΩ
Vg	— 2	— 4	— 2	— 4	— 2	— 4	V
Ia	1	0,9	2	1,7	3,5	3	mA
*Vo*eff	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	mA
Vo/*Vi*	13	12	14	13	14	13	
d_{tot}	2,5	2,0	2,1	1,6	2,1	1,5	%

d) Sezione esodo come amplificatore della frequenza intermedia:

Va	250 V			
*V*g3	0 V			
R (g2+g4)	45.000 Ω			
*V*g1	— 2,0 (1)	— 36 (2)	— 44 (3)	V
V (g2+g4)	90	—	250	V
Ia	5,3	—	—	mA
*Ig*2+*Ig*4	3,5	—	—	mA
S	2.200	22	2,2	μA/V
Ri	0,9	> 10	> 10	MΩ
μg1 — g2	18	—	—	
Re (4)	7.500 Ω	—	—	

(1), (2), (3) per la regolazione automatica di sensibilità.
(4) Resistenza equivalente di rumore.

di « accordo ad espansione o ad allargamento di banda », è giustificato dalla distribuzione delle stazioni di radiodiffusione che, nel campo delle onde corte, è fatta a gruppi. Si noti anche che le difficoltà di allineamento, palesemente importanti sulle onde più corte, sono pressochè eliminate dalla ristrettezza della zona assegnata ad ogni campo d'onda. Con questa soluzione si ottiene di semplificare notevolmente la costruzione del gruppo di alta frequenza con conseguente diminuzione dell'ingombro.

Il condensatore variabile di accordo è del tipo a tre sezioni, cioè per ricevitore con stadio preselettore. Ogni sezione è suddivisa in due capacità, una di 140 pF e l'altra di 280 pF. Il commutatore provvede a connettere in circuito la sezione da 140 pF durante la ricezione delle onde corte. Quando si ricevono le onde medie le due capacità parziali di ogni sezione risultano in parallelo.

È importante precisare ora alcune questioni circa l'uso di nuclei ferromagnetici. Premesso che sull'argomento si potrà dire meglio in altra sede, è da tener presente che essi non sono necessari nè utili per frequenze superiori a 2 MHz.

Le perdite che si hanno, per isteresi, per effetto residuo e per correnti parassite, sono generalmente più importanti della diminuzione ottenuta nelle perdite nel rame dell'avvolgimento. Nel caso di cui ci si occupa, imprescindibili esigenze di volume hanno impedito di raggiungere il valore ottimo del fattore di forma della bobina, cioè del rapporto fra la lunghezza e il diametro, che è all'incirca uguale a uno. Con un supporto avente un diametro di 9 mm, la lunghezza dell'avvolgimento risulta di circa 20 mm, per il valore della massima frequenza ricevibile, mentre con un nucleo ferromagnetico cilindrico è sufficiente una lunghezza di circa 14 mm.

Ciò consente di diminuire le perdite nel filo, che sono proporzionali alla radice quadrata della frequenza, nonchè quelle per assorbimento nelle masse conduttrici vicine, proporzionali alla terza potenza della frequenza. Quest'ultimo fatto ha notevole importanza quando tra le questioni imposte al progetto, si sono anche precisate quelle d'ingombro e cioè di compattezza delle singole parti e dell'insieme.

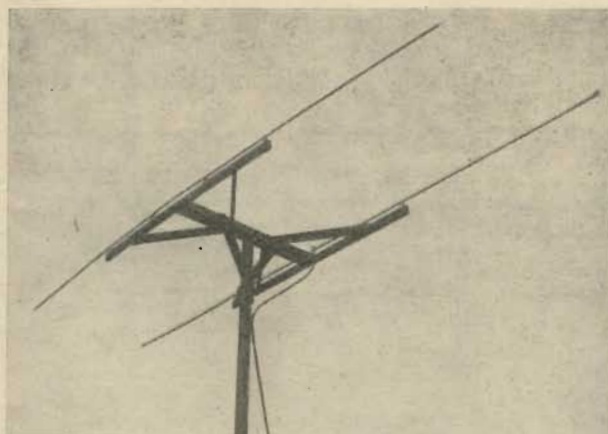
Proseguendo nell'esame dello schema elettrico, si vede che l'accoppiamento fra il tubo *T2* e il tubo *T3* è ottenuto con un trasformatore a primario e secondario accordati sulla frequenza di conversione, che qui è di 470 kHz. L'amplificazione della frequenza intermedia è affidata al pentodo del tubo *T3*. Dall'anodo di questo tubo si va all'anodo rivelatore con un altro trasforatore a primario e secondario accordati. La tensione rivelata che attraverso *C14* si stabilisce ai capi di *R14* è successivamente applicata al triodo del tubo *T2*, tramite un conduttore schermato. Il triodo è accoppiato a resistenza e capacità all'amplificatore finale di potenza. La regolazione manuale del tono, che è utile, anche, come si è detto, perchè limitando l'ampiezza della banda passante, si ottiene di migliorare il rapporto segnale/disturbo, è effettuata all'entrata del triodo, tramite il ramo *R20*, *C18*.

Si noti anche l'uso di resistori di smorzamento sulla griglia schermo e sulla griglia controllo del tubo EL6, con i quali si impediscono oscillazioni parassite a frequenza ultraelevata.

Nello schema in discussione non si è trattato infine dell'alimentazione, perchè il carattere particolare di questa, impone uno studio notevole per mole e per estensione di concetti. Si parlerà di essa in altra sede.

Definita la struttura del ricevitore, occorre ora determinare col calcolo i valori elettrici e costruttivi dei singoli elementi. Un'esposizione completa di questi sviluppi, per quanto interessante, occupa una mole notevole e si può considerare estranea ai fini sostanzialmente realizzativi che informano questo studio. Si darà pertanto un cenno riassuntivo di questi sviluppi, limitando l'esposto alla parte più notevole del ricevitore, rappresentata dallo stadio variatore di frequenza. *(continua)*

LA "BEAM" DI iSR

PER I 28 MHz

E' ormai nota a tutti i radianti, cultori dei 14 e dei 28 MHz, la grandissima utilità di una antenna direttiva a due o più elementi, e ciò per due principali ragioni: per concentrare efficacemente in trasmissione buona parte dell'energia irradiata verso una prescelta direzione, e per poter, infine, nella ricezione, eliminare tutte le interferenze ed i disturbi provenienti dalla parte opposta a quella prescelta per il collegamento, migliorando quindi sensibilmente le condizioni generali del collegamento stesso.

Le « Rotar Beam » sono divenute ben presto, quindi, le fedeli compagne dei cultori dell'etere e di tutti i cacciatori dei grandi DX del mondo. E' ormai difficilissimo trovare un OM americano che ne sia sprovvisto.

L'antenna che pertanto mi accingo a descrivere, e che appartiene, appunto, alla categoria delle « Beam » a due elementi, è ben modesta cosa in paragone alle « quattro

elementi ruotanti » degli americani e degli australiani, ma i risultati che con questa si sono ottenuti, e cioè più volte il WAC sulla gamma dei 28 MHz, ben la possono far annoverare tra le migliori antenne del genere.

Questa antenna è il frutto di assidue ricerche, e lunghi e pazienti esperimenti, e son certo che sarà di massima soddisfazione per tutti i radianti italiani, che ne sperimenteranno la costruzione. Ho invano cercato da molto tempo, sulle riviste di radiotecnica, la descrizione di un tal genere

Fig. 1

d'antenna, con dati pratici e già sperimentati, e purtroppo, debbo confessare, che anche quando l'ho trovata, tra la esposizione acquisita e la realizzazione pratica sono inevitabilmente sorti ostacoli insormontabili, che il più delle volte mi fecero desistere dall'impresa. Detti ostacoli consistevano principalmente nelle varie distanze degli elementi, nella lunghezza degli elementi stessi e, maggiori ancora, nel modo di alimentare il sistema radiante.

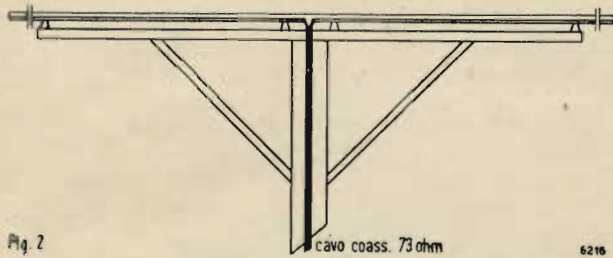
Con questa descrizione che si ispira quindi, essenzialmente, su dati provati e riprovati, e su una antenna attualmente da me usata nel traffico dilettantistico, credo di apportare un ottimo servizio alla vasta categoria degli OM italiani, acciocchè sempre più alto e diffuso venga tenuto quel prefisso « i » che ancora è molto esiguo e sparuto sulle grandi comunicazioni intercontinentali dei 28 MHz.

Come innanzi esponevo, l'antenna consta di due elementi, e, precisamente, di un radiatore che è l'antenna irradiante vera e propria e di un direttore (elemento parassitico) che ha il compito precipuo di accentuare in una data direzione l'onda emessa dal radiatore.

La culla dell'antenna ed il suo sostegno sono stati costruiti tutti in legno. Nelle figure 1 e 2 è raffigurata la forma della detta culla, che deve assicurare a tutto il complesso la massima stabilità alle intemperie, e, nello stesso tempo, una relativa leggerezza.

La lunghezza delle due aste di legno, che sorreggono rispettivamente il radiatore ed il direttore, è di metri 3.

Le aste, che costituiscono il radiatore, sono lunghe ciascuna m 2,45 e distano l'una dall'altra, nel punto in cui è saldato il cavo, 2 cm. L'asta che costituisce il direttore è lunga m 4,80. Le predette misure si sono dimostrate ottime per lavorare circa nella parte bassa della gamma, nella parte cioè in cui abitualmente trasmettono i radianti europei.

Sia il radiatore che il direttore sono detratti da tubo in duralluminio del diametro di 15 millimetri. La distanza che separa il radiatore dal direttore deve essere esattamente di metri 1,20. Detta distanza è stata trovata sperimentalmente, tenendo acceso il trasmettitore e controllando l'emissione con misuratore di intensità di campo. Si è, a questo proposito, potuto accertare che da un metro a un metro e 20 cm l'emissione in una data direzione variava relativamente poco, mentre, superata questa ultima dimensione, e andando sempre ad aumentare, ben presto si perdeva la caratteristica

direzionale, e l'antenna irradiava quasi con la stessa intensità in tutte le direzioni.

Per l'isolamento delle aste dell'antenna dal legno della culla sono state usate 4 coppie di isolatori di porcellana del tipo a cono.

La direzione dell'antenna sarà naturalmente quella che mostrerà il direttore.

E veniamo ora all'alimentazione del sistema radiante: premetto che disponendosi di cavo coassiale da 73 ohm si preferì l'alimentazione con adattamento ad impedenza non escludendo naturalmente che ottimi risultati potranno ottenersi anche con linee di alimentazione differenti e quindi con sistemi diversi.

Si pensò pertanto al classico adattamento a delta, consistente nel collegare le due parti del radiatore al centro, e cercare quindi due punti del radiatore stesso a cominciare dal centro ove si fosse riscontrata l'impedenza del cavo voluta, ma si scartò questa soluzione, troppo lunga e critica nella messa a punto, e si preferì, invece, modificare addirittura il radiatore, costituendo in esso una « doppia piega » (folded dipole), tendendo cioè tra gli estremi dell'antenna, e a detti estremi elettricamente collegato, un filo del diametro di mm 3 (ottima la calza di rame per aerei monofilari). Detto filo, che risulta quindi della lunghezza di tutto il radiatore, è collegato, come ripeto, agli estremi, ma deve rimanere isolato da tutto il resto dell'antenna correndo parallelo al radiatore alla distanza di cm 2 (fig. 3).

Naturalmente, ad evitare che durante eventuali movimenti dell'antenna sotto l'impulso del vento il filo di cui sopra vada a toccare il radiatore o per meglio dire il tubo sottostante, essendo anche il filo radiatore, sarà ottimo l'accorgimento fermare detto filo al centro con una squadretta metallica isolata con conetti di ceramica.

La fotografia che allego mostra appunto in ogni dettaglio l'antenna suddescritta che è posta sulla mia abitazione all'altezza di 30 metri dal suolo e che mi ha dato modo, come già ho detto, di effettuare con ottimi controlli più volte il giro della Terra. Stanno a dimostrare ciò le innumerevoli cartoline QSL ricevute e la citazione delle i1SR sul QST americano del mese di febbraio dell'anno in corso.

i1SR
COCO DR. LUIGI

CALCOLO DI UNA INDUTTANZA A NUCLEO DI FERRO PER FILTRAGGIO BF

6217/2

a cura di Rodolfo Sellari

Non è intenzione, in questa nota, sviluppare il calcolo determinativo della L di una induttanza o nucleo di ferro per filtraggio della tensione anodica.
In una prossima nota cercherò di svilupparne, in maniera piana, anche questa determinazione; mi limito, per ora, ad illustrare « elementarmente » il calcolo costruttivo di una impedenza di valore determinato.
Resta inteso che questo calcolo serve anche per valori di L diversi da quello dato, essendo sufficente inserire, nella impostazione di L ed I, ai valori di questa nota, i valori per i quali si desidera costruire l'impedenza e calcolare il tutto in base a questi nuovi valori.

Sia data da costruire una impedenza di filtro, per un comune ricevitore, dai seguenti valori:

$$L = 30 \text{ H} \qquad I = 50 \text{ mA}$$

con $I = 50$ mA s'intende la corrente totale circolante attraverso l'impedenza.

Dall'Abaco N. 1, possiamo ricavare la sezione netta (Sn) del nucleo di ferro, interpolando il prodotto di $L \times I$ e nel nostro caso: $30 \times 0{,}050 = 1{,}5$ a cui corrisponde per interpolazione un valore di 9 cm².

Per chi avrà seguito queste note (vedi Calcolo trasf. classe A - « *l'antenna* », XVIII, n. 11-12, pag. 107) e (Calcolo trasformatore d'uscita per P.P. - « *l'antenna* », XIX, n. 13-14, pag. 323) risulterà chiaro come anche per l'impedenza, come per i trasformatori, ci si dovrà un po' attardare nella scelta del lamierino più adatto come dimensioni. La pratica insegnerà poi a rilevare a colpo d'occhio, fra i diversi lamierini disponibili quello che farà al caso specifico.

Per questa nota la scelta si è posata sul tipo di lamierino di fig. 1:

$$lf = 2\ (a + b + m)$$
$$= 2\ (19 + 9{,}5 + 28{,}5) = 11{,}4 \text{ cm}$$
$$sf = \text{superficie piastra}$$
$$= 28{,}5 \times 9{,}5 \text{ mm} = 2{,}7 \text{ cm}^2 \text{ (arrotondato)}$$

Passiamo ora a determinare il volume del ferro (V), dato dall'espressione:

$$V = lf \times Sn$$

e nel nostro caso: $11{,}4 \times 9 = 103$ cm³.

Lo spessore del nucleo (S) sarà dato dall'espressione:

$$S = Sn/l$$

essendo la l la larghezza della colonna centrale del lamierino; nel nostro caso: $S = 9 : 1{,}9 = 4{,}75$ cm.

Coll'ausilio dell'Abaco N. 2 e coi dati in nostro possesso riusciamo a determinare il numero delle spire ed il traferro ottimo a noi necessari:

Calcolando l'espressione LI^2/V otteniamo un valore che ci servirà, per interpolazione nell'abaco, a ritrovare il valore di amperspire a noi necessario per il calcolo del numero delle spire.

Quindi nel nostro caso:

$$L\,I^2/V = (30 \cdot 0{,}050^2)/103 = 0{,}0074 \,.$$

Interpolando questo valore nell'Abaco N. 2 ricaviamo gli amperspire al centimetro e cioè:

$$I\,N/lf = 13 \text{ Asp/cm}$$

e ricaviamo $\alpha = la/lf = 0{,}0017$ che ci servirà per determinare il traferro.

Possiamo ora calcolare gli amperspire totali a noi necessari ($N\,I$) e nel nostro caso:

$$N\,I = 13 \cdot 11{,}4 = 148 \text{ amperspire totali}$$

e da questo con la formula: $N\,I/I$ = numero spire; le spire a noi necessarie quindi: $148/0{,}050 = 2960$ spire.

Il valore del traferro sarà ottenuto col solito modo, e cioè:

$$la = \alpha \cdot lf$$

e nel nostro caso:

$la = 0{,}0017 \times 11{,}4 = 0{,}0194$ cm che arrotonderemo a 0,02 cm.

Potremo quindi porre fra la chiusura dei lamierini uno spessore di carta pari a 0,02 cm ed avremo il traferro di valore ottimo necessario per la nostra induttanza.

Trovati così i valori delle spire e del traferro possiamo calcolare la sezione del filo necessario per sopportare un passaggio di corrente di 0,050 A senza provocare eccessivo riscaldamento e caduta di tensione apprezzabile.

Da una comune tabella per diametri di filo di rame smaltato, ammettendo una densità di 2 A/mm², vediamo che il diametro di 0,18 è quello ottimo per il nostro scopo, la formula $0{,}8\sqrt{I}$ ce ne dà conferma:

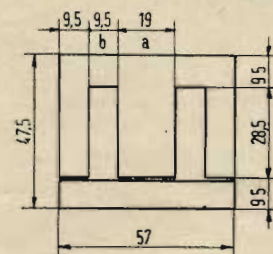
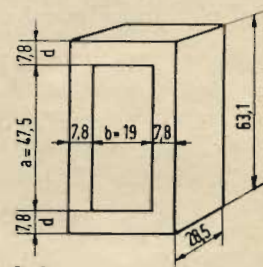
$$0{,}8\sqrt{0{,}050} = 0{,}18 \,.$$

La nostra impedenza avrà quindi 2960 spire di filo rame smaltato di 0,18.

Passiamo ora a verificare l'ingombro delle spire e se queste sono contenute con esattezza nelle finestre del lamierino

Fig. 1

Fig. 2

6217

da noi scelto; a controllare la resistenza ohmica del filo da noi scelto e la caduta di tensione che si produce attraverso la nostra impedenza.

Da una comune tabella per diametri di filo smaltato troviamo che in 1 cm² sono contenute 2500 spire di filo di 0,18; deduciamo un 20% per inesattezze dell'avvolgimento ed avremo un totale di 2000 spire per cm².

Dividendo le 2960 spire a noi necessarie per le 2000 spire contenute in 1 cm² troviamo l'ingombro totale in cm² delle nostre 2960 spire e cioè:

$$2960 : 2000 = 1{,}48 \text{ cm}^2 \,.$$

A questo valore aggiungiamo un 50% per lo spazio occupato dal rocchetto del cartoccio e dall'isolamento fra strato ed avremo nel nostro caso:

$$1{,}48 +$$
$$50\% = 0{,}74 =$$
$$2{,}22 \text{ cm}^2 \,.$$

La finestra del nostro lamierino avendo una superficie (sf) di 2,7 cm² è idonea a contenere ottimamente l'avvolgimento.

Trovata così la superficie occupata dal nostro cartoccio potremo agevolmente dedurre le dimensioni, la lunghezza della spira media (lm) e da questa la lunghezza totale del filo ed il suo valore di resistenza in ohm.

Dividendo quindi la superficie occupata dal cartoccio nella finestra per la lunghezza della finestra del lamierino otterremo l'altezza del cartoccio (h).

Nel nostro caso: $h = 222$ mm² : $28{,}5 = 7{,}8$ mm; il nostro cartoccio avrà quindi le dimensioni di fig. 2.

GRAFICI - ABACHI E NOMOGRAMMI

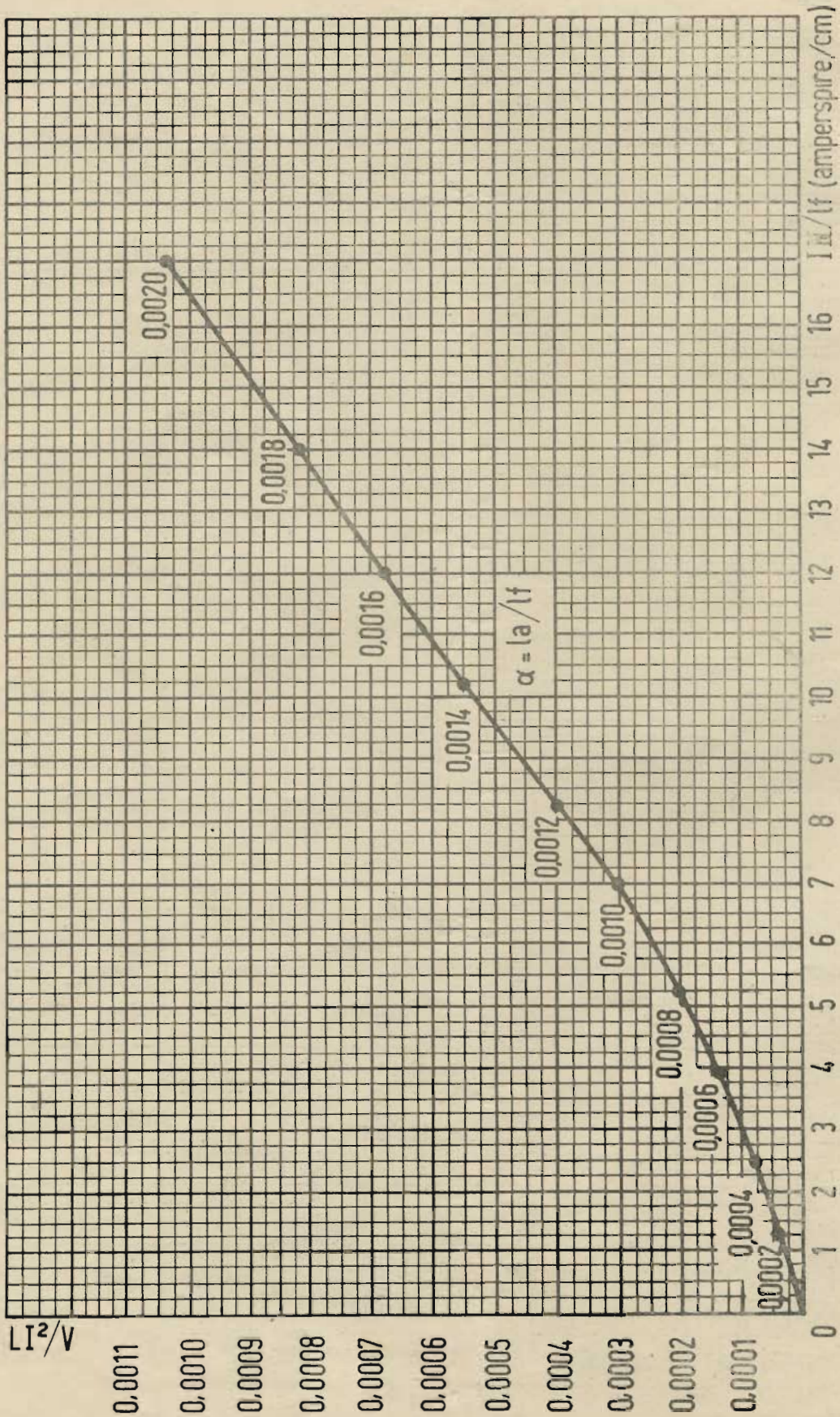
ABACO 6/47

ABACO PER IL CALCOLO DELLA SEZIONE NETTA DEL NUCLEO DI FERRO DI UNA INDUTTANZA PER FILTRAGGIO BF

La presente tavola è allegata alla rivista "l'antenna,, XIX, nn. 21-22 pagg. 457-458

GRAFICI - ABACHI - NOMOGRAMMI

ABACO PER LA DETERMINAZIONE DEL NUMERO DI SPIRE E DEL VALORE DEL TRAFERRO DI UNA INDUTTANZA PER FILTRAGGIO BF.

ABACO 7/47

Il valore della spira media (1) sarà dato da
$lm = 2\ (a + b + 2\ d) = 2\ [47,5 + 19 + (2 \cdot 7,8)] = 16,4$ cm.
Moltiplicando lm, così ottenuto, per il numero delle spire otterremo la lunghezza totale del filo in metri a noi necessario e cioè:

$$2960 \times 16,4 \text{ cm} = 485 \text{ m}.$$

Sempre da una comune tabella per fili, troveremo che il filo di rame di 0,18 ha una resistenza di 0,685 ohm al metro, quindi nel nostro caso:

$$485 \times 0,685 = 332 \text{ ohm totali}.$$

Con la legge di ohm calcoleremo la caduta di tensione presente ai capi dall'impedenza, cioè:

$$0,050 \times 332 = 16,5 \text{ V}.$$

La nostra impedenza provocherà quindi al passaggio di 0,050 A una caduta di 16,5 V.

E' necessario nella costruzione di una impedenza curare bene l'isolamento fra il cartoccio ed il pacco dei lamierini dato che il cartoccio si trova ad una differenza di potenziale, rispetto la massa dei lamierini, pari alla totale tensione fornita dal tubo raddrizzatore.

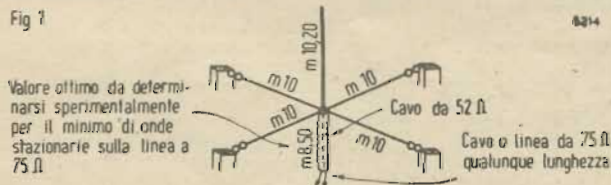
E' inoltre buona norma costruire il serra pacco e le viti di bloccaggio dei lamierini in materiale amagnetico (ottone) sì da non provocare la chiusura del circuito magnetico che annullerebbe o diminuirebbe l'effetto del traferro, provocando la variazione della « L ».

(1) Bisogna porre attenzione che il valore di « a » rappresenta lo spessore del nucleo e non la lunghezza della finestra del lamierino come facilmente si può confondere, infatti il cartoccio viene avvolto sul nucleo.

consigli utili

NOTE SU UN'ANTENNA "GROUNDPLANE"

Sono ormai noti i vantaggi delle antenne tipo « *ground plane* » che vengono intensamente usate sui 10 e 5 metri: diagramma di radiazione circolare ed angolo di radiazione basso.

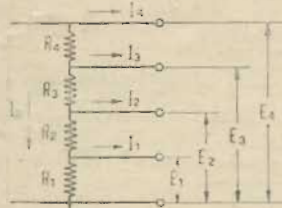
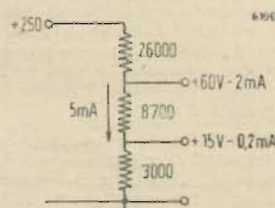
Volendo lavorare sui 40 metri in DX può risultare conveniente l'uso di un simile sistema radiante come ha sperimentalmente verificato W6TKX in una breve nota apparsa su QST di Giugno di quest'anno. Le dimensioni sono quelle indicate nello schizzo.

Per adattare l'impedenza dell'antenna (36 ohm) a quella del cavo disponibile (75 ohm) l'autore ha fatto uso di una linea $\lambda/4$ trasformatrice di impedenza avente una impedenza caratterstica di 52 ohm ($\sqrt{36 \cdot 75} \simeq 52$).

Con soli 300 watt (!!) W6TKX ha lavorato quasi tutto il mondo con controlli di S7 o più.

CALCOLO DI UN PARTITORE RESISTIVO

Il calcolo di un partitore resistivo (bleeder) può essere molto semplificato ricorrendo alle relazioni seguenti (ricavate mediante l'applicazione della legge di Ohm):

$$R_1 = E_1/I_b \ ;$$
$$R_3 = (E_3 - E_2)/(I_b + I_1 + I_2) \ ;$$
$$R_2 = (E_2 - E_1)/(I_b - I_1) \ ;$$
$$R_4 = (E_4 - E_3)/(I_b + I_1 + I_2 + I_3)$$

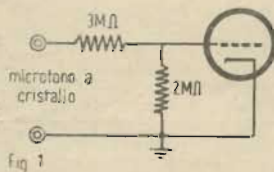
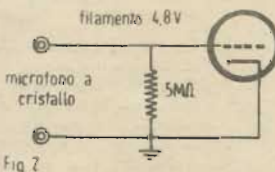
avendo indicato con I_b la corrente circolante nel partitore ed I_1, I_2, I_3, I_4 le correnti richieste dai circuiti che vengono alimentati dalle tensioni E_1, E_2, E_3, E_4: per I espresso

in ampere, E in volt, R risulterà in ohm: per I in milliampere, E in volt, R in chiloohm.

Si voglia ad esempio da una sorgente a 250 V ottenere due tensioni di 60 e 15 V con un consumo rispettivamente di 2 e 0,2 mA.

Si otterranno allora per le resistenze R_1, R_2, R_3 i valori:

$$R_1 = 15/3 = 3 \text{ k}\Omega$$
$$R_2 = (60 - 15)/(5 + 0,2) = 8,7 \text{ k}\Omega$$
$$R_3 = (250 - 60)/(5 + 0,2 + 2) = 26 \text{ k}\Omega.$$

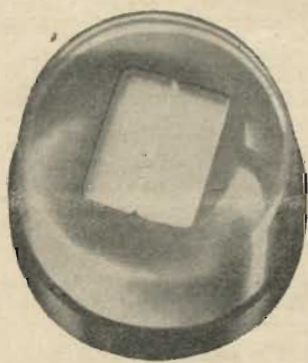
MICROFONI A CRISTALLO

I microfoni a cristallo richiedono un'elevata resistenza di carico generalmente dell'ordine dei 4-5 Mohm salvo incorrere in una crescente attenuazione man mano che si

va scendendo di frequenza. Inoltre per ogni dato tipo di valvola esiste un valore massimo di resistenza di griglia che non si deve superare. Si può ovviare ricorrendo a due accorgimenti: o chiudere il microfono a cristallo sulla valvola come indicato in fig. 1 (con cui si ha una perdita di circa 8 dB — poco più della metà in tensione — ovvero chiudere direttamente su 5 Mohm ma sottoaccendendo la valvola di circa il 30%.

rassegna della stampa

La 6AL7GT: indicatrice di sintonia per FM e AM

Questo nuovo tipo di indicatore di sintonia con schermo fluorescente, costruito dalla General Electric, è a doppia traccia; può essere usato sia in FM, in tre diversi montaggi, che in AM nel montaggio classico abbinando le due tracce. Le condizioni di «Sintonia» o di «Fuori accordo» vengono rivelate dalla larghezza delle tracce come indicato nella tavola riportata a pie' di pagina.

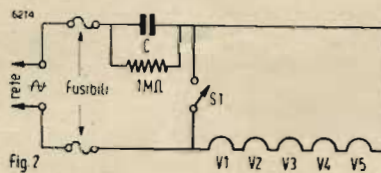
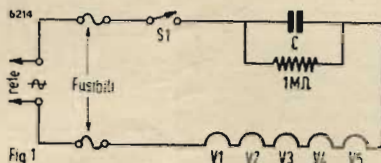
Questo tubo è costituito da elettrodi orizzontali e precisamente da un catodo centrale (riscaldato indirettamente) attorno al quale sono posti tre elettrodi deflettori di cui uno limitatore delle tracce e gli altri due di controllo per le relative tracce, fra questi e lo schermo fluorescente è interposta una griglia che lavora a basso potenziale negativo oppure

a potenziale del catodo. Dato che gli elettroni si muovono lentamente gli elettrodi deflettori controllano facilmente il pennello catodico sullo schermo fluorescente. Aumentando la tensione negativa di griglia aumenta la sensibilità degli elettrodi deflettori. La fotografia rappresenta la costruzione della testa di questo indicatore di sintonia.

Le tensioni di funzionamento della 6AL7-GT sono le seguenti:

Tensione di filamento	6,3 volt
Corrente di filamento	0,15 amp.
Tensione dello schermo fluor.	315 volt
Tensione agli elettrodi deflettori 1, 2 e 3	0 volt
Resistenza catodica	3.300 ohm
Tensione di griglia di interdiz.	— 6 volt
Sensibilità dei deflettori 1 mm × volt	

RB

Alimentazione dei tubi elettronici nei piccoli ricevitori portatili

Nei piccoli ricevitori portatili assume grande importanza il valore (ohm) e la dissipazione (watt) della resistenza che viene posta in serie ai filamenti. Nel caso normale la potenza dissipata in questa resistenza s'aggira dai 20 ai 50 W, per cui

il problema della ventilazione considerando i limitati spazi diventa particolarmente critico. Col sistema del condensatore in serie, trattato da G. S. LIGHT in un interessante articolo nel numero di aprile 1945 di *Electronic Engineering*, meno potenza è richiesta che non nel caso della resistenza ed anche nel caso del trasformatore.

Il procedimento di calcolo è il seguente: si supponga di volere accendere tre valvole che consumano 6,3 V con 0,3 A e due che consumano 25 V con 0,3 A, avendo a disposizione una sorgente di 230 V alla frequenza di 50 Hz. La tensione totale di accensione risulta uguale a:

$$3 \times 6,3 + 2 \times 25 = 68,9 \text{ V}.$$

Tensione ai capi del condensatore

$$Vc = \sqrt{230^2 - 68,9^2} = 219,5.$$

Capacità richiesta in microfarad

$$C = 0,3 . 10^6 / 2 . 3,14 . 50 . 219,5 = 4,35 \text{ microF}.$$

Questo calcolo non tiene conto delle armoniche presenti e permette l'uso di capacità avente una tolleranza di ± 10 %.

Praticamente si farà uso di un condensatore da 4 microF con in parallelo dei condensatori da 0,1 microF fino a portare a 0,3 A il valore della corrente circolante.

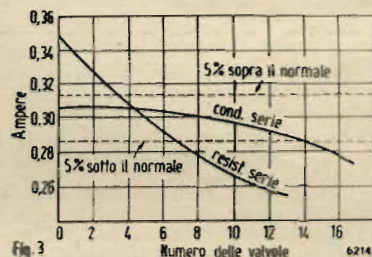



Fig. 3

L'autore dopo un attento esame dei due circuiti fondamentali riportati in fig. 1 e 2 e della curva di regolazione (fig. 3), termina con le seguenti conclusioni sui:

VANTAGGI

1. Durata illimitata.
2. Minore potenza richiesta della sorgente.
3. Praticamente nessuna dissipazione di calore.
4. Autocompensazione per differenti numeri di valvole.
5. Minore danno risultante se una valvola va in corto circuito fra il filamento e il catodo.
6. Esplica anche incidentalmente una funzione di rifasamento correzione del fattore di potenza.

E *SVANTAGGI*

1. L'apparecchiatura è usabile solo con una unica frequenza alternata.
2. Maggiore costo iniziale.
3. Risultano convenienti speciali dispositivi di interruzione delle lampadine pilota.
4. Tempo di riscaldamento è maggiore di 4 o 5 secondi.

VP

Alimentatori di alta tensione per televisori

R.C.A. Review Marzo 1947

Il principio seguito in questa tecnica è quello di produrre tensione a RF tramite un oscillatore ed elevare quindi questa tensione a mezzo di un trasformatore in salita com'è indicato in figura 1.

In merito alle difficoltà presentate per la realizzazione della bobina secondaria viene ricordato che il rapporto di trasformazione n è uguale a $\sqrt{Zs/Zp}$ e quindi per mantere elevato n dovremo avere $Z\ s$ elevato e questo lo si ottiene minimizzando la C equivalente del secondario mediante opportuni accorgimenti sia nel montaggio del complesso che nell'avvolgimento della bobina.

Il progetto di un alimentatore comprende sei stadi ai quali si accede nell'ordine: 1) Progetto del circuito rettificatore e schermaggio per effetto corona; 2) Determinazione della costruzione meccanica della bobina secondaria e computo dell'avvolgimento ottimo per la frequenza di lavoro usata; 3) Stima della potenza richiesta dall'oscillatore, scelta del tipo di valvola da usarsi e determinazione delle costanti del circuito oscillante; 4) Calcolo del circuito oscillante e della bobina di

sorgente della tensione di contollo	segnale	fuori canale (−)	in canale fuori accordo (−)	in accordo	in canale fuori accordo (+)	fuori canale (+)
DISCRIMINATORE	FM					
DISCRIMINATORE E SOPPRESSORE	FM					
DISCRIMINATORE E LIMITATORE	FM					
AVC	AM					

Fig. 1 6208

blocco se usata; 5) Calcolo del trasformatore di filamento del diodo rettificatore; 6) Determinazione dei requisiti di regolazione dell'alimentatore. Ognuno di questi vari stadi viene passato in rassegna nel corso dell'articolo con grande dovizia di particolari.

Nel corso della trattazione del primo stadio è detto che a seconda della tensione continua da ottenersi vengono usati per il raddrizzamento della RF vari diodi usati nel classico circuito moltiplicatore di tensione. Il circuito riportato in figura 2 viene convenientemente usato per ottenere tensioni dell'ordine dei 30÷90 chilovolt. Qui è da tener presente che il primo anodo del cinescopio avente in pratica una tensione pari ad 1/5 della tensione del secondo anodo e quindi riceve la tensione direttamente all'uscita del primo diodo. La scelta del numero dei diodi è legata al valore ottenuto per l'impedenza secondaria della bobina. Il valore del carico con cui viene caricato il secondario ad AT è dato dalla relazione seguente: $R' = R/2\ n^2$; dove R' è la resistenza con cui è caricata l'uscita dei rettificatori ed n il numero degli stadi in cascata.

Per lo schermaggio dell'effetto corona è rammentata la seguente formula:

$$D\ (\text{in pollici}) = E/100$$

quando E è maggiore di 10 kV. Per tensioni minori il diametro D del conduttore diminuisce.

E' di massima importanza evitare l'effetto corona il quale ionizzando l'aria alla periferia dei conduttori determina perdite a RF per efflusio. Qualsiasi dispositivo meccanico deve evitare spigoli acuti, questi ultimi devono avere una curvatura con raggio pari a D/2 ricordando che D è il diametro del conduttore ad AT. Numerosi sono i richiami pratici sull'isolamento di montaggi eseguiti dalla R.C.A.

L'induttanza secondaria si determina stimando la cacacità distribuita su tutto il circuito secondario, questa capacità è in pratica dell'ordine di 25 pF. Nel secondo stadio del progetto, cioè quello riguardante il circuito secondario ad A.T. vengono considerate le tensioni massime fra spira e spira, la sezione del filo (solitamente filo Litz), la C distribuita, l'effetto corona, le perdite della bobina a causa del suo riscaldamento e alla sua forma e il valore dell'impedenza. Seguono tabelle ed indicazioni di carattere pratico con esempi numerici di montaggi sperimentati. Il rendimento aumenta con l'aumentare del carico finale e viceversa. Per il funzionamento di normali apparecchiature il rendimento varia dal 60 al 30%. Per il calcolo dell'impedenza secondaria è data la seguente relazione $Z = E_s^2/2P_s$ dove E_s è la tensione secondaria e P_s la potenza dissipata nel circuito secondario. Da complessi realizzati l'impedenza risulta dell'ordine dei 10 megaohm e la frequenza del generatore varia dalle condizioni di vuoto a sotto carico da 280 a 180 kHz essendo questo il campo delle frequenze comunemente usate. Le dimensioni della bobina secondaria sono ricavate da formule a cui seguono dettagliate considerazioni.

E' interessante notare come la potenza dissipata nel secondario dipenda dalla forma fra il Q della bobina e le perdite di questa. E' inoltre discusso quali siano i materiali da usarsi per i supporti delle bobine a RF e quali siano i metodi più convenienti per la misura dell'accordo del circuito secondario.

Sulle condizioni di lavoro degli oscillatori viene detto che questi devono lavorare in classe C spinta e dai grafici riportati si hanno i migliori risultati in rendimento per angoli di circolazione di corrente anodica compresi fra 90° e 120°. Lo schema di una realizzazione ottenuta è riportata in figura 3 e il completo calcolo relativo a questo progetto fa parte del dettagliatissimo articolo contenuto nella rivista in oggetto. Al calcolo teorico dell'impedenza riflessa dall'appiamento segue il calcolo delle costanti del circuito accordato primario ed infine un calcolo applicato ad un complesso effettuato dalla R.C.A. completo di dati costruttivi con speciale riguardo al trasformatore di accensione dei filamenti dei diodi rettificatori. Questo trasformatore deve avere un elevato isolamento rispetto alle parti metalliche dell'intero complesso. L'articolo si conclude riportando schemi elettrici e fotografie di questi alimentatori ad AT in C.C. per televisori, tutte realizzazione R.C.A. RB

pubblicazioni ricevute

MILTON S. KIVER. **Television Simplified** (terza ristampa della prima edizione). Di pagine VIII-376 (14 x 20,5) con numerose illustrazioni e tavole fuori testo. Pubblicato a cura di D. Van Nostrand Co., Inc., 250 Fourth Avenue, New York, nel gennaio 1947. Ottenibile anche da Macmillan & Company, Ltd., St. Martin's Street, London, WC2. Prezzo in U.S.A. Dollari 4,75, in Gran Bretagna 27s netto. Scopo del volume, come dice l'autore nella presentazione, è quello di venire in aiuto a tutti coloro che devono progettare, costruire o riparare apparecchi televisivi. E lo scopo è pienamente raggiunto. Il volume costituisce una ottima introduzione allo studio della televisione per tutti coloro che, pur avendo sufficiente pratica dei comuni ricevitori, hanno scarsa conoscenza della televisione stessa. Il volume, suddiviso in 14 capitoli, termina con un accurato glossario di termini usati in televisione.

WILLIAM R. WELLMAN. **Elementary Radio Servicing.** Di pagine XII-260 (15 x 23) con numerose figure. Pubblicato a cura di D. Van Nostrand Co., Inc., 250 Fourth Avenue, New York, nei primi mesi del 1947. Ottenibile anche da Macmillan & Company, Ltd., St. Martin's Street, London, WC2. Prezzo in U.S.A. Dollari 3,75; in Gran Bretagna 21s netto.

« **Wireless World** », **Guide to Broadcasting Station** (terza edizione). Di pagine 64 (10,5 x 13,5). Pubblicato per « Wireless World » a cura di Iliffe & Sons, Ltd., Dorset House, Stamford Street, London SE1, nel settembre 1947. Prezzo 1s netto.

PERIODICI ESTERI

Documentez Vous Radio Télévision Cinéma Electricité, quaderni nn. 11 e 12.

La Radio Revue, anno VIII, n. 8, settembre 1947.

La Télévision Française, n. 29, settembre 1947. Prezzo 100 Fr.

Le Haut-Parleur, XXIII, n. 801, 802 803, 9-24 ottobre, 6 novembre 1947.

London Calling, nn. 419, 420, 421, 422, 423, 424, 425.

Philco World, vol. I, nn. 1, 2, 3, agosto, settembre, ottobre 1947.

Philips Research Reports, a scientific journal of theoretical and experimental research in physics, chemistry and allied fields, vol. II, nn. 1, 2, 3, febbraio, aprile, giugno 1947. Fascicoli di 80 pagine. (Ed. in Olanda). Prezzo in Italia 250 Lire. Abbonamento annuo (6 numeri) 1300 Lire. Abbonamenti e vendita per l'Italia: Libreria Internazionale Sperling & Kupfer, P.zza S. Babila 1, Milano.

Populär Radio, tidskrift för radio, television och elektroakustik, anno XIX, n. 11, novembre 1947.

Practical Wireless, vol. XXIII, nn. 496, 497, novembre, dicembre 1947.

PTT - Technische Mitteilungen - Bulletin Technique - Bollettino Tecnico, anno XXV, n. 5, settembre-ottobre 1947.

Radio Craft, vol. XIX, n. 1, ottobre 1947.

Radio Maintenance, vol. III, n. 10, ottobre 1947.

Radio Miesiecznik dla Technikòw i Amatoròw, vol. II, n. 5, may 1947 R. e n. 6, czerwiec 1947 R.

Radio News, vol. XXXVIII, n. 4, ottobre 1947.

Radio Service, anno VII, n. 45-46, settembre-ottobre 1947.

RCA Review, vol. VIII, n. 3, settembre 1947.

Revista Telegrafica Electrònica, a. XXXVI, nn. 420, 421, settembre, ottobre 1947.

Revue Technique Philips, vol. VIII, nn. 9, 10, 11, 12, settembre, ottobre, novembre, dicembre 1947.

Revue Technique Philips, vol. IX, nn. 1, 2, 3, 4 gennaio, febbraio, marzo, aprile 1947.

Nel fascicolo di gennaio:
- Colore ed eccitazione cromica (P. J. Bouma & A. A. Kruithof).
- Riproduzione sonora stereofonica (K. de Boer).
- Dispositivo insensibile alle vibrazioni, facente uso di una massa ausiliaria (J. A. Harings).
- Amplificatori ad amplificazione costante (J.J. Zaalberg van Zelst).

Nel fascicolo di febbraio:
- Un nuovo microscopio elettronico ad ingrandimento regolabile in modo continuo (J. B. Le Poole).
- Conduttività elettronica delle sostanze non metalliche (E. J. W. Verwey).
- Installazioni atte a migliorare la ricezione di programmi radiotrasmessi (P. Cornelius & J. van Slooten).

R.S.G.B. Bulletin, vol. XXIII, n. 4, ottobre 1947.

The General Radio Experimenter, vol. XXI, n. 6, novembre 1946; vol. XXII, n. 1, giugno 1947.

The Irish Radio and Electrical Journal, vol. 4, nn. 55, 56, settembre, ottobre 1947.

Toute la Radio, anno XIV, nn. 119, 120, ottobre, novembre 1947.

Wireless Engineer, vol. XXIV, nn. 289, 290, ottobre, novembre 1947.

Wireless World, vol. LIII, n. 10, ottobre 1947, fascicolo dedicato al Radiolympia Report e n. 11, novembre 1947.

PERIODICI ITALIANI

Elettronica, anno II, n. 7, settembre 1947 e n. 8, ottobre 1947.

L'Energia Elettrica, vol. XXIV, n. 7, luglio 1947.

Tecnica Elettronica, vol. II, n. 4, ottobre 1947. Fascicolo di 100 pagine. Prezzo L. 300.
- Significato di un congresso (AP).
- Misure a frequenze elevate (D. B. Sinclair). Parte seconda.
- Circuiti elettrici a regime non sinusoidale e non permanente (L. Terra).
- Le prescrizioni di fornitura nell'industria radioelettrica (P. P. di Roberto).
- Metalloscopi elettronici (V. Parenti).
- Introduzione al microscopio elettronico (Electron).
- L'antenna a fascio orientabile per 20 e 10 metri di iIRM (V. E. Motto).
- Libri - Rivista delle riviste.

segnalazione brevetti

Dispositivo per disinserire automaticamente dalla rete di alimentazione un apparecchio radio allorchè cessa la trasmissione.
DEL GRANDE GIANCARLO, Milano (8-450).

Dispositivo di comando per la modulazione in frequenza di oscillazioni elettriche, particolarmente onde portanti di frequenza molto elevata, specialmente per televisione.
FERNSEH G. m. b. H., a Berlino (8-450).

Apparecchio ausiliario con comando multiplo a distanza di apparecchi radioriceventi allo scopo di poter ricevere l'audizione da diversi posti senza rimuovere l'apparecchio radio principale.
Titolo della principale: Apparecchio radioricevente ausiliario e schema di comando multiplo a distanza di apparecchi radioriceventi, allo scopo di poter diramare e decentrare l'audizione in diversi posti, senza rimuovere l'apparecchio radioricevente principale.
FERRINI Ing. DOMENICO, Milano (8-450).

Sistema di radiotelefonia automatica a reti telefoniche urbane mediante ponte radio modulato con canali di frequenza.
MASTINI DOMENICO, a Roma (8-453).

Perfezionamenti agli impianti di telecomunicazione mediante indicatori ad induzione.
SAN GIORGIO, Società Industriale per Azioni, a Genova-Sestri (8-454).

Dispositivo generatore di correnti a denti di sega, per deviare proporzionalmente al tempo raggi catodici, particolarmente per scopi di televisione.
TELEFUNKEN Gesellschaft für Drathlose Telegraphie m. b. h., a Berlin-Zehlendorf (8-454).

Disposizione di circuiti per trasmettitori di onde decimetriche, modulati di frequenza per mezzo di un tubo a reattanza in controfase.
FIDES Gesellschaft für die Verwaltung und Verwartung m. b. H., Berlino (9-483).

Perfezionamenti negli radioapparecchi, particolarmente per la trasmissione su onde portanti di elevata potenza.
LORENZ C. A. G., Berlin-Tempelhof (9-485).

Dispositivo di schermatura contro campi elettrici per bobine di autoinduzione, particolarmente per bobine di radiogoniometri.
La stessa (9-485).

Disposizione per la deviazione dell'asse del diagramma di direzionalità dell'antenna negli apparecchi di rilevamento radio telemetrico.
MAGNETI MARELLI, Soc. An. Fabbrica Italiana, Milano (9-485).

Dispositivo di radioricezione funzionante con un'antenna a telaio.
N. H. PHILIPS' Gloeilampenfabrieken, a Eindhoven (Paesi Bassi) (9-485).

Dispositivo indicatore con scala mobile particolarmente per radioapparecchi.
N. V. PHILIPS' (9-485).

Tastiera per la trasmissione automatica con l'alfabeto Morse con apparecchi telegrafici e radio telegrafici.
PINTUS PASQUALE, Roma (9-485).

Perfezionamento nei tubi elettronici per onde ultracorte.
TELEFUNKEN Gesellschaft für Drathlose Telegraphie m. b. H., Berlin-Zehlendorf (9-485).

Copia dei succitati brevetti può procurare: Ing. A. RACHELI Ing. R. ROSSI & C. Studio Tecnico per Brevetti d'Invenzione, Modelli, Marchi; Diritti d'Autore, Ricerche, Consulenze.
MILANO - Via Pietro Verri, 6 - Tel. 70-018

CONSULENZA

GTer. 6701 - Sig. E. Amadei

- DETERMINAZIONE DELLA STRUTTURA DI UN TRASMETTITORE RADIOFONICO.
- CALCOLO DI UN TRASFORMATORE DI MODULAZIONE.

Per definire la struttura di un trasmettitore modulato per variazione di tensione anodica e di griglia-schermo, occorre individuare anzitutto le condizioni di lavoro del tubo (o dei tubi) in cui si applica la modulante. Queste sono espresse con sufficiente esattezza dal valore della tensione anodica di alimentazione Va_o e dalle componenti continue della corrente anodica Ia_o e di quella della griglia schermo Is_o. A tale scopo si può procedere per via grafica sul piano delle caratteristiche del tubo, oppure assumere le condizioni di lavoro previste dal costruttore, in relazione alle presumibili disponibilità della tensione e della corrente di alimentazione. Premesso che si potrà trattare in altra sede del calcolo del circuito di alimentazione, si prevede in sede di discussione di poter disporre all'uscita del filtro di livellamento di una tensione di 400 V. Nel caso che si faccia uso di un tetrodo a fascio 807 è precisato dal costruttore di esso che funzionando in classe C modulato sull'anodo e sulla griglia schermo con Va_o = 400 V, si ha:

Ia_o = 80 mA
Is_o = 9 mA (Vs_o = 225 V).

Occorre ora definire le condizioni di funzionamento dello stadio terminale del modulatore che, nel caso di cui ci si occupa, è stabilito composto da un solo tetrodo a fascio 807. Queste condizioni s'individuano con quelle stabilite dalla classe A1, in quanto il funzionamento del tubo è qui vincolato all'importo complessivo delle distorsioni che possono essere accettate. Il tubo 807 può cioè funzionare:

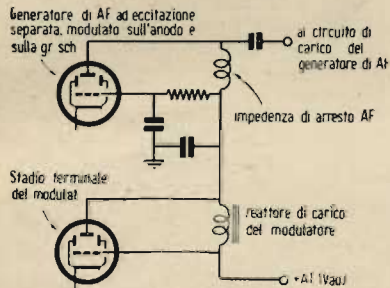
a) con polarizzazione automatica per caduta di tensione ai capi di un resistore catodico:

Tensione anodica . .	250	300	V	(Va_o)
Tens. griglia-schermo	250	200	V	(Vs_o)
Resistore catodico . .	170	220	Ω	(R_k)
Amp. tens. eccitatrice	14	12.5	V	(e_g)
Impedenza del carico	2500	4500	Ω	(Zc)
Pot. massima d'uscita	6.5	6.5	W	(P)
Distors. arm. compl.	10	11	%	(d)

b) con polarizzazione fissa di griglia:

Tensione anodica . .	300	375	V
Tens. griglia-schermo	200	250	V
Tens. di polarizz.	—12.5	—17.5	V
Impedenza del carico	4500	4000	Ω
Pot. massima d'uscita	6.5	11.5	W
Distors. arm. compl.	11	14.5	%

Per definire con esattezza le condizioni di funzionamento del modulatore, occorre tener presente la relazione che lega la profondità di modulazione alla potenza che si ha nel circuito in cui si va ad immettere la modulante e la potenza della modulante stessa. Questa è ricavata dal reattore di carico del tubo, il quale può essere costituito da una forte induttanza a nucleo di ferro connessa agli anodi dei due tubi (fig. 1).

Il tubo modulato riceve in tal caso la tensione alternativa che si ha ai capi dell'induttanza e che riproduce la tensione e_g di eccitazione. In ciò consiste il sistema di modulazione noto col metodo Heising. Esso è caratterizzato da due fatti riguardanti:

1) le variazioni della corrente erogata dall'alimentatore anodico che sono assai piccole in conseguenza all'elevato valore di L;

2) la necessità di ricorrere ad accorgimenti speciali, per ottenere una profondità di modulazione del 100%.

Fig. 1.
(*Consulenza* 6701 - *Sig. E. Amadei*)

Per comprendere la necessità di questi accorgimenti occorre osservare che per ottenere una profondità di modulazione del 100%, la tensione dell'anodo del tubo modulato deve variare fra 0 e 2 A, essendo A l'ampiezza della tensione modulante.

Ciò significa che quest'ultima deve avere un valore corrispondente alla Va_0, il che non può avvenire nel caso della fig. 1, in quanto il tubo terminale del modulatore deve funzionare in classe A o in condizioni molto prossime ad essa. La tensione di alimentazione Va_0, non può cioè essere inferiore al valore minimo richiesto dal funzionamento del tubo del modulatore. Essa è determinata, più precisamente, dalla somma di questo valore minimo con quello dell'ampiezza della modulante. E' quindi evidente che per ottenere un'incisione del 100%, s'impone un primo accorgimento riguardante il valore della tensione di alimentazione del tubo modulato che occorre sia fatta coincidere con l'ampiezza della modulante. A ciò serve il resistore R shuntato da un condensatore di capacità opportuna, che ha il compito di ridurre, quanto più possibile, le variazioni della corrente che circola in esso (fig. 2).

Un altro accorgimento riguarda l'uso di un autotrasformatore elevatore connesso nel modo indicato dalla fig. 3 e che consente di eguagliare la Va_0 all'ampiezza A della modulante.

Non sostanzialmente diverso è poi il circuito della fig. 4 in cui si ricava la modulante dal secondario di un trasformatore. Astrazion fatta per le connessioni che sono legate al senso delle tensioni indotte, l'insieme si comporta come un autotrasformatore, in quanto i due avvolgimenti hanno un punto in comune, corrispondente al collegamento con l'alimentatore anodico. In tal caso la potenza massima (Pm) disponibile agli effetti della modulazione è quella che si ricava dal secondario del trasformatore ed è determinata dall'espressione $P \cdot \eta$, in cui P è la max potenza di uscita ed η è il rendimento del trasformatore stesso. Quest'ultimo, che è in relazione al valore della potenza in giuoco, è fissato a priori in base a probabili dati tabellari che lo comprendono normalmente tra 0,7 e 0,95, andando dalle piccole alle medie e grandi potenze.

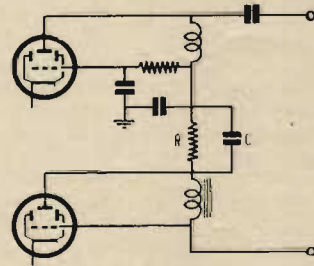
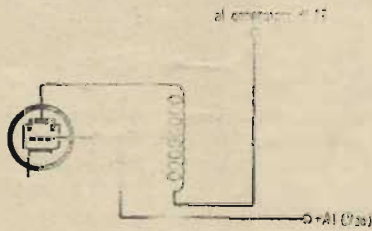



Fig. 2.
(*Consulenza* 6701 - *Sig. E. Amadei*)

Posto $\eta = 0{,}8$ per le due condizioni di funzionamento previste dal modulatore, si ha:

$$Pm = 6{,}5 \cdot 0{,}8 = 5{,}2 \text{ W} \quad \text{e}$$
$$Pm = 11{,}5 \cdot 0{,}8 = 8{,}2 \text{ W} .$$

Poichè è $Pm = \frac{1}{2}\, m^2\, Va_0\, (Ia_0 + Is_0)$ *, in cui m è la profondità di modulazione, mentre Va_0, Ia_0 ed Is_0 hanno il significato precisato a suo tempo, si ha nei due casi sostituendo:

$$5{,}2 = \frac{1}{2}\, m_1^2 \cdot 400 \cdot 89 \cdot 10^{-3} ,$$
$$8{,}2 = \frac{1}{2}\, m_2^2 \cdot 400 \cdot 89 \cdot 10^{-3}$$

e quindi ricavando:

$$m_1 = \sqrt{5{,}2/(\tfrac{1}{2} \cdot 400 \cdot 89 \cdot 10^{-3})} = \sqrt{0{,}2921} = 0{,}54$$
$$m_2 = \sqrt{8{,}2/(\tfrac{1}{2} \cdot 400 \cdot 89 \cdot 10^{-3})} = \sqrt{0{,}4606} = 0{,}68 .$$

Fig. 3.
(*Consulenza* 6701 - *Sig. E. Amadei*)

Il valore della percentuale di modulazione è normalmente fissato a priori, in base al carattere e all'intelligibilità della trasmissione. Nel caso che l'incisione della portante sia unicamente affidata alla parola è da ritenere sufficiente una profondità massima compresa tra il 70% e l'80%.

Profondità maggiori, intorno al 100% sono richieste per trasmissioni musicali. Il valore della profondità massima di modulazione determina il valore massimo della potenza uscente dallo stadio terminale del modulatore ed è legato alla potenza in giuoco nel generatore di A.F. in cui si applica la modulante, come è agevolmente dimostrato dalla *. Nell'apparecchiatura in discussione è invece stabilito il limite della potenza che può aversi all'uscita del modulatore e che si è visto stabilito dalle condizioni della classe $A1$, onde ottenere la massima potenza con la minima distorsione. Ciò spiega il criterio d'impostazione del progetto che è qui da considerare invertito rispetto ai casi normali, dovendosi individuare la profondità massima di modulazione che può essere ottenuta.

Le condizioni di intelligibilità della trasmissione, che è qui da considerare unicamente affidata alla parola, sono da ritenere sufficientemente raggiunte facendo funzionare in classe $A1$ il tubo di potenza del modulatore. Con una potenza uscente da esso di 11,5 W, si ha infatti $m = 0{,}68$ (68%), valore assai prossimo a quello minimo ammesso in pratica e che si è visto essere del 70%.

Il trasformatore di modulazione costituisce il dispositivo di accoppiamento fra lo stadio terminale del modulatore e il generatore di A.F. Esso ha il compito di trasferire dall'uno all'altro circuito la potenza in giuoco ed è pertanto da considerare l'organo di adattamento fra due impedenze di valore diverso. La determinazione matematica dei dati costruttivi di esso è alquanto vasta e laboriosa e non può essere riportata qui se non in forma riassuntiva. Per comprendere meglio tale esposto giova premettere alcune considerazioni di principio sul comportamento dei trasformatori. In

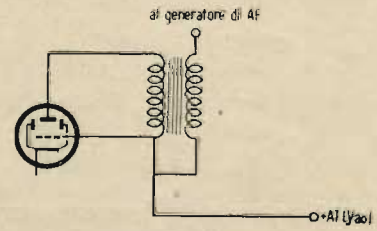



Fig. 4.
(*Consulenza* 6701 - *Sig. E. Amadei*)

primo luogo il flusso magnetico prodotto dal primario non si concatena totalmente con il secondario; ciò per il fatto che una parte di esso non può essere condotta praticamente attraverso il nucleo.

Segue una dispersione di flusso che altera il rapporto fra le forze elettromotrici presenti nei due avvolgimenti e il corrispondente rapporto fra il numero delle spire. Tale fatto che si verifica tanto per il primario, quanto per il secondario, consente di suddividere l'induttanza complessiva di ciascun avvolgimento in due altre induttanze, di cui una è attribuita al flusso disperso e l'altra al flusso concatenato. In effetti, se è Φ il flusso prodotto dal primario, mentre è $\Phi' < \Phi$ quello che si concatena con il secondario, si ha in questi una f.e.m. $e_s' = d\Phi'/dt$ e poichè è $\Phi' < \Phi$, risulta anche $e_s' = e_s$. Ciò equivale ad attribuire il flusso concatenato Φ' ad un'induttanza fittizia $Lp' < Lp$, mentre il flusso disperso, che vale ovviamente

$\Phi - \Phi'$ è da attribuire, analogamente, ad un'iduttanza dispersa $Lp - Lp'$.

Di ciò tratta appunto lo schema equivalente, riportato nella fig. 5. Tale fatto che è da tener presente in sede di progetto, non è però sufficiente per conoscere completamente il comportamento del trasformatore. A ciascun avvolgimen-

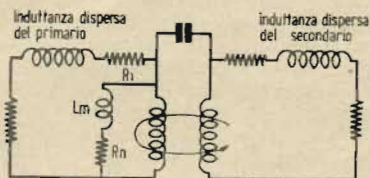



Fig. 5.
(*Consulenza 6701 - Sig. E. Amadei*)

to compete anche una resistenza ohmica e una capacità distribuita. L'una è conseguente alla distribuzione in serie di elementi infinitesimi, l'altra all'effetto complessivo del comportamento di due elementi stessi rispetto al circuito principale. Lo schema reale equivalente deve considerare inoltre le perdite d'isteresi e per correnti parassite che si hanno nel nucleo. Il vettore OI che rappresenta la corrente a vuoto che si ha nel primario (corrente magnetizzante) e che è da considerare sfasato di 90° rispetto alla tensione primaria OE, nel ca-

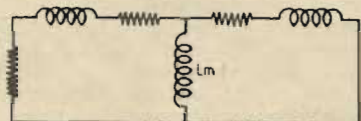



Fig. 6.
(*Consulenza 6701 - Sig. E. Amadei*)

so che le perdite siano nulle è in realtà sfasato di un angolo $\varphi < 90°$ in conseguenza alla componente OE', in cui si considera di conglobare le perdite in questione. Ciò equivale a disporre un resistore in serie ed uno in parallelo all'induttanza primaria relativa al flusso concatenato. Le perdite per isteresi magnetica e per correnti parassite, possono essere infatti attribuite ad altrettanti resistori fittizi, Ri ed Rn, atti a determinare in un trasformatore ideale, cioè senza perdite, le medesime azioni dissipatrici create dal nucleo. Per individuare completamente queste ultime occorre considerare anche l'effetto dell'induttanza del primario quando è percorso dalla corrente magnetizzante.

Tale effetto è analogo a quello che si ha connettendo un'induttore Lm in serie al resistore Rn. Il circuito equivalente definitivo, in cui si è indicato con Cps la capacità tra primario e secondario, consente di determinare con notevole esattezza, il comportamento reale del trasformatore. Ai fini del calcolo questo circuito conduce a difficoltà notevolissime, per lo più insormontabili. Esse sono rappresentate dal numero elevato delle incognite e dall'impossibilità di esprimere esattamente i legami che esistono tra l'una e l'altra.

In pratica occorre introdurre numerose semplificazioni, specie riguardo alle perdite d'isteresi e per correnti parassite, alle capacità distribuite degli avvolgimenti e alla capacità tra primario e secondario, che possono essere trascurate. L'esperienza conferma che le imprecisioni di calcolo che seguono a tali semplificazioni sono praticamente accettabili. E' importante ora osservare che dalla disposizione indicata nel circuito della fig. 5 si passa agevolmente alla disposizione della fig. 6, in cui si ha un'induttanza comune Lm. Questa trasformazione, utile in sede di progetto, è comprensibile tenendo presente che l'equivalenza di cui sopra è raggiunta quando si attribuisce ad Lm il medesimo valore della mutua induttanza che lega magneticamente i circuiti separati della fig. 5.

Per quanto riguarda l'esecuzione del calcolo, occorre tener presente che le grandezze che occorre conoscere in sede d'impostazione del calcolo riguardano:

a) le condizioni di lavoro del tubo (o dei tubi) in cui si applica la modulante:

b) le condizioni di lavoro del tubo (o dei tubi) terminali dell'amplificatore di potenza del modulatore;

c) la massima percentuale di modulazione prevista.

Le condizioni di lavoro del tubo (o dei tubi) in cui si applica la modulante, riguardano la tensione anodica di alimentazione (Va_0) e le componenti continue della corrente anodica (Ia_0) e di quella di griglia schermo (Is_0).

Nel caso di cui ci si occupa, si ha, come si è visto:

$Va_0 = 400$ V; $Ia_0 = 80$ mA;
$Is_0 = 9$ mA ($Vs_0 = 225$ V).

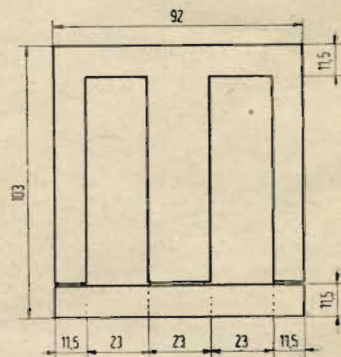



Fig. 7.
(*Consulenza 6701 - Sig. E. Amadei*)

Le condizioni di lavoro del tubo terminale del modulatore si riferiscono al valore massimo della tensione alternativa, Va', e al valore della componente continua della tensione anodica Va_0'. Nel caso di cui ci si occupa è noto Va_0' (375 V); non è però conosciuto il valore di Va', mentre è noto che il rapporto Va'/Va_0' è normalmente compreso tra 0,6 e 0,85 a seconda del tipo e delle condizioni di funzionamento del tubo adoperato. Nel caso di un solo tetrodo a fascio in classe A1 il rapporto di cui sopra può essere considerato prudentemente uguale a 0,6. Il valore della massima percentuale di modulazione che è qui legato alle condizioni di funziona-

mento del modulatore e che costituisce un dato fondamentale di partenza, si è visto essere uguale al 68%.

Il procedimento di calcolo del trasformatore di modulazione è quindi il seguente.

1. *Si calcola il rapporto di trasformazione η applicando la formola*

$$\eta = (Va_0' \cdot K_1 \cdot K_2)/m Va_0$$

in cui Va_0' è il valore della componente continua della tensione anodica dello stadio terminale del modulatore (375 V); $K_1 = Va'/Va_0' = 0,6$; K_2 è un coefficiente numerico relativo alle perdite che si hanno nel trasformatore e che è compreso tra 0,8 e 0,95 a seconda della potenza in giuoco: m è la massima profondità di modulazione (68%) e, Va_0 è la componente continua della tensione anodica del generatore di A.F. (400 V).

Posto $K_2 = 0.8$, sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$\eta = (375 \cdot 0,6 \cdot 0,8)/(0.68 \cdot 400) = 1/1.5.$$

2. *Si calcola il valore del carico, Rc, che è collegato al trasformatore di modulazione.*

Le condizioni di funzionamento del generatore di A.F., rappresentante il carico del trasformatore di modulazione, sono precisate:

a) dal valore della tensione anodica di alimentazione (400 V), e

b) dal valore delle componenti continue delle correnti anodiche e di griglia schermo (80 + 9 mA).

Si ha quindi:

$$Rc = 400/(89 \cdot 10^{-3}) = 4494\ \Omega.$$

3. *Si calcola il valore dell'induttanza a vuoto che occorre attribuire al secondario del trasformatore di modulazione, applicando la formola:*

$$Ls = Rc/\omega \quad \text{(H)}$$

in cui ω è la pulsazione corrispondente alla minima frequenza di funzionamento.

Per $f = 80$ Hz, si ha $\omega = 2\pi f = 6,28 \cdot 80 = 502,4$, per cui è:

$$Ls = 4494/502,4 = 8.9\ \text{H}.$$

4. *Si calcola la sezione del nucleo applicando la formola*

$$S = 10 \sqrt{2P/f} \quad (\text{cm}^2)$$

dipendendo essa dal valore della potenza in watt che si vuol trasmettere e dal valore della minima frequenza in giuoco, nonchè dal tipo di ferro usato.

Poichè è $P = 11,5$ W ed $f = 80$ Hz, sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$S = 10 \sqrt{(2 \cdot 11,5)/80} = 10 \sqrt{0.2875} = 10 \cdot 0,53 = 5.3\ \text{cm}^2,$$

ciò che consente di adottare una sezione di 23 × 23 mm e di tracciare uno schizzo quotato del nucleo (fig. 7).

5. *Si calcola il numero di spire del secondario applicando la formola*

$$ns = \sqrt{(l \cdot Ls \cdot 10^9)/(4\pi \mu S)}$$

in cui l è la lunghezza del circuito magnetico in cm, Ls l'induttanza a vuoto del secondario, μ la permeabilità per la minima intensità del campo magnetico ed S la sezione del nucleo in cm².

Poichè risulta

$$l = 80 + 80 + 11,5 + (92 - 11.5) = 25,2 \text{ cm}$$

(fig. 7) ponendo $\mu = 500$, sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$ns = \sqrt{(25.2 \cdot 8.9 \cdot 10^9)/(4 \cdot 3.14 \cdot 500 \cdot 5.3)} = \sqrt{(224.28 \cdot 10^9)/33284} = \sqrt{6738372} = 2595 \text{ spire}.$$

6. *Si calcola l'area sezione del conduttore e il diametro del filo, adottando una densità di corrente di 3 A/mm².*

Poichè l'intensità di corrente che percorre il secondario del trasformatore di modulazione è di 89 mA, si può porre la proporzione:

$$3 : 1 = 0,089 : x$$

da cui si ha immediatamente:

$$x = 0,089/3 = 0,029 \text{ mm}^2,$$

cui corrisponde un diametro

$$d = \sqrt{4 S/\pi} = \sqrt{(4 \cdot 0.029)/3,14} = \sqrt{0,0496} = 0.24 \text{ mm}.$$

7. *Si calcola il numero di spire del primario*, che è dato da ns/η.

Poichè $\eta = 1.5$ (1.), si ha immediatamente:

$$np = 2595/1,5 = 1730 \text{ spire}.$$

8. *Si calcola l'area sezione e quindi il diametro del filo ammettendo ancora una densità di 3 A per mm².*

Poichè l'intensità della corrente anodica del tubo 807 in classe A1, ha un valore massimo di 70 mA, si ha:

$$3 : 1 = 0.07 : x;$$

quindi

$$x = 0,07/3 = 0,023 \text{ mm}^2 \quad \text{e}$$

$$d = \sqrt{4 S/\pi} = \sqrt{(4 \cdot 0.023)/3.14} = \sqrt{0.092/3.14} = \sqrt{0,029} = 0.18 \text{ mm}.$$

9. *Si determina la distribuzione e la suddivisione dei due avvolgimenti.*

Lo spazio disponibile per gli avvolgimenti è di 80 × 23 = 1840 mm² ed ammettendo un coefficiente di riempimento del 20%, lo spazio effettivamente utilizzabile risulta 142 mm². Ad ogni sezione di ciascun avvolgimento compete quindi uno spazio di 1472/5 = 294 mm² ed è entro 3 × 294 mm² che dovranno essere distribuite le 2595 spire del secondario (filo 0.24 seta), mentre le 1730 spire del primario (filo 0,18 seta) dovranno disporsi in 2 × 294 mm².

Di altre questioni riguardanti il calcolo del circuito di alimentazione e dei diversi elementi del trasmettitore si rimanda in altra sede.

Lo schema elettrico definitivo del trasmettitore è quello riportato nello schema della fig. 8 in cui si danno anche i necessari dati elettrici e costruttivi.

Fig. 8. - (*Consulenza 6701 - Sig. E. Amadei*).
Elenco del materiale usato per la realizzazione del trasmettitore descritto.

R1 = 50.000 Ω - ½ W; *R2* = 25.000 Ω - 1 W; *R3* = 10.000 Ω - 1 W; *R4* = 100 Ω - 5 W; *R5* = 18.500 Ω - 3 W; *R6* = 2.000 Ω ½ W; *R7* = 0,75 MΩ - ½ W; *R8* = 0,25 MΩ - ½ W; *R9* = 0,5 MΩ - ½ W; *R10* = 90 Ω - 2 W; *R11* = 15.000 Ω - 2 W; *R12* = 3000 Ω - 5 W; *R13* = 5.000 Ω - 2 W.

C1 = 100 pF, mica; *C2*, *C3* = 10.000 pF; *C4* = 50 pF (aria o mica, anche semifisso); *C5* = 10.000 pF; *C6*, *C7* = 500 pF mica; *C8* = 1.000 pF 2.000V mica; *C9* = 25 micro F, 30 V elettrolit.; *C10* = 0, 1 micro F; *C11* = 15.000 pF; *C12* = 8 micro F, 350V elettrolit.; *C13* = 25 micro F, 30V elettrolit.; *C14* = 4 micro F, 350V elettrolit.; *C15* = 8 micro F, 450 V elettrolit.; *C16* = 20.000 pF; *C17* = 8 micro F, 600V; *C18* = 8 micro F, 600V.

T.M. = rapporto 1:25 (per microfono a carbone); *T.M.* = nucleo 5,3 cm² (pacco 23 × 23 mm); 2595 spire al secondario, filo 0 24 seta; 1730 spire al primario, filo 0,18 seta; *T.A.* = trasformatore di alimentazione:: A = 5V, 3A; B = 500 + 500V, 200 mA; C = 6,3V, 4A.

Z = nucleo cm² 6; filo 0,3; resist. in c.c. = 300 ohm; *M* = O + 150 mA.

L1 = 38 spire totali filo 0,6 smaltato con presa alla 4a spira dal lato massa (connessione al catodo) e alla 23a spira (banda 20 mt); tubo da 20 mm di diametro; *L2* = 32 spire totali filo 0,6 smaltato, presa alla 20a spira (banda 20 mt); tubo da 20 mm di diametro; *L3* = 18 spire totali filo 1 mm nudo argentato; passo 1 mm; presa alla 12a spira (banda 20 mt); ф del tubo = 35 mm.

Il condensatore C di accordo è da prevedere per una capacità max di 140 pF.

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX «Victor» Via Aldo Manunzio 7 - Tel. 62334 - Vernici, Adesivi, Cere, Compound.

Applicazioni Piezoelettriche Italiane Via Donizzetti, 45, Milano.

A.R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ARTELMA - Articoli elettroindustriali di M. Annovazzi - Via Pier Capponi, 4, Milano, Tel. 41-480. - Filo smaltato, filo litz, conduttori.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsformatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

BIERRE di Battista Redaelli - Corso Garibaldi, 75, Milano, Tel. 65-847.

BOSCO MARIO - Via Sacchi, 22, Torino - Tel. 59-110 - 45-164.

BOSIO G. L. - Corso Galileo Ferrari, 37, Torino, Tel. 45-485.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano, Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori Facon.

C.R.E.S.A.L. di Salvadori Poggibonsi - (Siena) Gruppi A.F.

DINAMID Cordine per indice radioscala - Via Novaro, 2 - Affori (Milano) - Telefono 698104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via Padova, 9, Milano, Telef. 280-213 283-596.

A. G. GROSSI - Viale Abruzzi 44, Milano, Tel. 260697 - Scale parlanti.

I.C.A. - Vernici striroliche - Via Braga 1, tel. 696546, Milano.

RINALDO GALLETTI - Impianti Sonori - C.so Italia 35, Tel. 30580, Milano.

INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO MARZOLI s. p. a. (Brevetti Marzoli) - Via Strambio, 17, Milano, Tel. 293-809 - Resistenze per radio.

INDUSTRIALE RADIO - S. in accomandita semplice di E. Camagna, M. Libero & C. - Via Principe Tommaso, 30, Torino, Tel. 64-130.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano, Tel. 577-987 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

ORGAL RADIO - Viale Monte Nero 62, Milano, Tel. provv. 580442.

PEVERALI FERRARI - C.so Magenta 5, Milano, Tel. 86469.

DINO SALVAN - Ingegnere Costruttore Nuova radio - Milano, Via Torino 29, Tel. 16901 - 13726.

R.A.D.A.R. di Speroni-Cardi G. (Ditta) - Via Vallazze, 74-98, Milano, Tel. 293-363 - 296-313. Pezzi staccati d'occasione.

RADIO Dott. A. BIZZARRI - Via G. Pecchio, 4, Milano (Loreto), Tel. 203-669. - Ditta specializzata forniture per radioriparatori ed O. M.

RADIO TAU - Via G. B. Pergolesi, 3, Milano, Tel. 274-622.

REFIT - Milano, Via Senato 22, Tel. 71083 - Roma, Via Nazionale 71, Tel. 480678 - 44217.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

S.A.T.A.N. - Soc. An. Trasformatori al neon - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965.

TRACO S. A. - Via Monte di Pietà, 18, Milano, Tel. 85-960.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VALLE - Via S. Donato, 2 - Piazza Statuto, 22, Torino, Tel. 52-475 - 40840.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 270-888.

HAUDA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MICROTECNICA - Via Madama Cristina, 149, Torino.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano, Tel. 13-426.

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano, Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTROCONDENSATORE - Viale Papiniano, 8, Milano, Tel. 490-196.

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R. INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE - Corso Magenta, 65 - Milano - Tel. 82870.

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano, Tel. 53-572.

A.R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr. Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17 Milano Tel. 88.564.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

EVEREST RADIO di A. Flachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

L.I.A.R. Soc. a.r.l, - Laboratori Industriali Apparecchiature Radioelettriche - Via Privata Asti, 12, Milano.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

MELI RADIO - Piazza Pontida, 42, Bergamo, Telefono 28-39 - Materiale elettrico radiofonico e cinematografico.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico Indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Telefono 581-602.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - Radioapparecchiature Precise Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

«OMNIA» ELETTRO RADIO - Via Albertinelli 9, Milano.

O. R. E. M. - **Officine Radio Elettriche Meccaniche** - Sede Sociale Via Durini, 5, Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel 19-545.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

RADIO GAGGIANO - **Officine Radioelettriche** - Via Medina, 63, Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

RADIO SUPERLA - Via C. Alberto 14 F, Bologna.

RADIO TELEFUNKEN - Compagnia Concessionaria: Radioricevitori Telefunken, Via Raiberti, 2, Milano, Tel. 581-489 578-427

S.A.R.E.T. - Società Articoli Radio Elettrici - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel. 23-615.

SIEMENS RADIO - S. per A. - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

SOCIETA' NAZIONALE DELLE OFFICINE DI SAVIGLIANO - Fondata nel 1880 - Cap. 100.000.000 - Dir.: Torino, C.so Mortara 4, tel. 22370 - 22470 - 22570 - 23891 - teleg.: Savigliano Torino.

TECNORADIO - Via Melzi 30, Somma Lombardo (Varese).

TITANUS RADIO - **Fabbrica Ricevitori Amplificatori Strumenti Radioelettrici** - Piazza Amendola 3, Milano.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale **Th. Mohvinckel** - Via Mercalli, 9, Milano, Tel. 52-922.

U.R.E. - Universal Radio Electric - Via Verchietti 1, Firenze - Esclusivista Italia - Estero: M.A.R.E.C., Via Cordusio 2, Milano.

WATT RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-401 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI - CONDUTTORI

C.L.E.M.I. - **Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti** Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448

D'AMIA ing. Fonoincisori «DIAPHONE» - (brev. ing. D'Amia) - Corso Vitt. Emanuele, 26, Tel. 74-236 - 50-348.

MARSILLI - Via Rubiana, 11, Torino, Tel. 73-827.

SOC. NINNI & ROLUTI - Corso Novara, 3, Torino, Tel. 21-511 - Fonoincisori Rony Record.

S.T.E.A. - **Dischi** - Corso G. Ferraris, 137, Torino, Tel. 34-720.

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA E TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

BRUGNOLI RICCARDO - Corso Lodi, 121 - Milano - Tel. 574-145.

SERGIO CORBETTA (già Alfa Radio) Via Filippo Lippi, 36 - Milano - Tel. 268-668.

CORTI GINO - **Radioprodotti Razionali** - Corso Lodi, 108, Milano, Tel. 572-803.

LARIR - **Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche** - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

RADIO R. CAMPOS - Via Marco Aurelio, 22, Milano, Tel. 283-221.

ROSWA - Via Perpora, 145, Milano, Tel. 286-453

TELEJOS RADIO - Ufficio vendita in Varese, Via Veratti, 4 - Tel. 35-21.

VERTOLA AURELIO - **Laboratorio Costruzione Trasformatori** - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

IMPIANTI SONORI-RIPRODUTTORI TRASDUTTORI ELETTRO-ACUSTICI E ALTOPARLANTI - MICROFONI CUFFIE ECC.

DOLFIN RENATO - **Radioprodotti do. re. mi** - Piazzale Aquileja, 24, Milano, Tel. 498-048 - Ind. Telegr. **Doremi Milano.**

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FONOMECCANICA - Via Mentana, 18, Torino.

A. FUMEO S. A. - **Fabbrica Apparecchi Cinematografici Sonori** - Via Messina, 43, Milano, Tel. 92-779.

HARMONIC RADIO - Via Guerzoni, 45, Milano, Tel. 495-860.

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria, 80, Milano, Tel. 573-049.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

METALLO TECNICA S. A. - Via Locatelli, 1, Milano, Tel. 65-431.

O.R.A. - **Officine Costruzioni Radio ed Affini** - Via Ciambellino, 82, Milano, Tel. 42-324.

SUGHERIFICIO AMBROSIANO - Via Antonini 20, Milano, Tel. 33075 - Settori e guarnizioni per altoparlanti, ecc.

ISOLANTI PER FREQUENZE ULTRA ELEVATE

IMEC - **Industria Milanese Elettro Ceramica** - Ufficio vendita: Via Pecchio, 3, Milano, Tel. 23-740 - Sede e Stabilimento a Caravaggio, Tel. 32-49.

LABORATORI RADIO SERVIZI TECNICI

DEGANO ELIO - Viale Venezia, 204, Udine - Radioriparazioni, vendite e cambi.

DITTA FRATELLI MALISANI - Via Aquileja, 3 int. 2, Udine - Moderno Laboratorio radio - Vendita e riparazione apparecchiature radioelettriche.

JOLY ALDO - Verrès (Aosta).

ROCCHI FERNANDO - Piazza del Ferro 1-4 - Tel. 25089 - Genova. Laboratorio specializzato per qualsiasi taratura e collaudo su ricevitori, trasmettitori, strumenti di misura.

D. VOTTERO - Corso V. Emanuele, 17, Torino, Tel. 52-148.

RAPPRESENTANZE ESTERE

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

AESSE - Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

BOSELLI ENRICO (DITTA) - Forniture Industriali Apparecchi di Controllo - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 91-420 - 95-614.

DONZELLI E TROVERO - Soc. a Nome Collettivo - Via Carlo Botta, 32, Milano, Tel. 575-694.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17, Milano, Tel. 88-564.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 36-371.

FIEM - Fabbrica Strumenti Elettrici di misura - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

OHM - Ing. Pontremoli & C. - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - Strumenti Elettrici di Precisione - Dott Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

SIPIE - Soc. Italiana per Istrumenti Elettrici - Pozzi e Trovero - Via S. Rocco, 5, Milano, Tel. 52-217, 52-971.

Strumenti Elettrici di Misura - S.R.L. - Via Pietro Calvi, 18, Milano, Tel. 51-135.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - Soc. An. Elettromeccaniche - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Redioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

L'AVVOLGITRICE di A. TORNAGHI, Via Tadino, 13, Milano.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S.A.T.A.N. - Soc. An. Trasformatori al neon - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - Fabbrica Italiana Valvole Radioelettriche - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18, Tel. 32-541

piccoli annunci

AUTORADIO PHONOLA, 12 volt, seminuovo completo vendo 28.000. Brambilla, via Morosini 10, Varese.

COMPRO elementi raddrizzatori ad ossido, motore repulsione per banchi prova elettroauto. Officina D'Angelo - Lauria (Potenza).

GEOMETRA: PRATICO RADIOELETTRICITA' occuperebbesi presso Ditta costruttrice apparecchio radio, qualunque reparto - Geom. Paolo Dell'Acqua - Mezzana Rabattone (Pavia).

INGEGNERE, STRANIERO, eseguisce traduzioni: francese, tedesco, inglese, polacco, russo. Impiegherebbesi: laboratorio, disegni, officina. Ceciotti Oddone, Viale Morin 36, Forte dei Marmi (Lucca).

MIGLIOR OFFERENTE vendo valvole RL12P335 - 5C10 - Ricetrasmettitore continua 9 valvole 2,4 volt. Offerte a «L'Antenna» casella AP 1313.

STUDENTE INGEGNERIA pratica 8 anni radio-dilettante desidera svolgere gratuitamente attività laboratorio radio strumenti misura sperimentale ricerche, scopo studio approfondire proprie conoscenze. - Offerte «L'Antenna» casella CD 101.

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autoriz. Pref. 043 10381

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

LARIR